



Transmission haut-débit sur les réseaux d'énergie: principes physiques et compatibilité électromagnétique

Pascal Pagani

► To cite this version:

Pascal Pagani. Transmission haut-débit sur les réseaux d'énergie: principes physiques et compatibilité électromagnétique. Electromagnétisme. Télécom Bretagne, 2016. tel-01347734

HAL Id: tel-01347734

<https://hal.science/tel-01347734>

Submitted on 21 Jul 2016

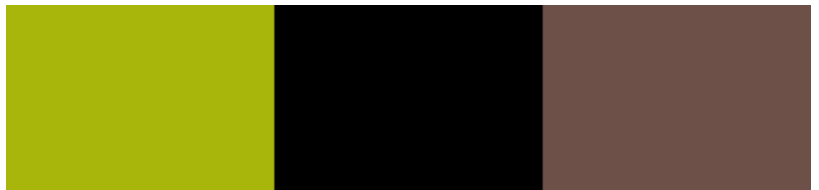
HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Mémoire présenté par

Pascal Pagani

en vue de l'obtention de
l'Habilitation à Diriger des Recherches



Transmission haut-débit sur les réseaux d'énergie : principes physiques et compatibilité électromagnétique

Soutenue le 6 juin 2016 devant le jury composé de :

Rapporteurs

M^{me} Martine Liénard

M^{me} Françoise Paladian

M. François-Xavier Coudoux

Professeur à l'Université de Lille

Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand

Professeur à l'Université de Valenciennes

Examineurs

M. Eric Rius

M. Ahmed Zeddami

M. Thierry Chonavel

M. Michel Ney

Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, Brest

Docteur d'Etat, expert émérite à Orange Labs, Lannion

Professeur à Telecom Bretagne, Brest

Professeur à Telecom Bretagne, Brest

« We absolutely must leave room for doubt
or there is no progress and no learning. »

Richard P. Feynman, *The Pleasure of Finding Things*.

Remerciements

La rédaction d'un mémoire d'Habilitation à Diriger les Recherches est l'occasion de revenir sur ses premières années de recherche et d'apprécier le chemin parcouru. Force est de constater que c'est un chemin parsemé de rencontres. Pendant mes 10 ans passés au sein d'Orange Labs dans les laboratoires de Belfort, Rennes et Lannion, et durant les 4 dernières années à Telecom Bretagne, j'ai eu l'occasion de côtoyer des collègues passionnés par leur métier dans la recherche, et je tiens à les remercier pour nos nombreux échanges techniques et nos moments de convivialité.

Je remercie particulièrement les responsables des équipes Modélisation du Canal Radio à Orange Labs Belfort, Innovative Radio Interfaces à Orange Labs Rennes et Electro Magnetic Compatibility à Orange Labs Lannion, ainsi que le responsable du département Micro-ondes de Telecom Bretagne : M. Patrice Pajusco, M. Pierre Gelpi, M. Ahmed Zeddami et M. Benjamin Barlaud. Un grand merci pour la confiance que vous m'avez accordée dans la poursuite de mes travaux de recherche.

J'exprime toute ma gratitude envers Mme Martine Liénard, Professeur à l'Université de Lille, Mme Françoise Paladian, Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand, et M. François-Xavier Coudoux, Professeur à l'Université de Valenciennes, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie également M. Eric Rius, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, M. Ahmed Zeddami, Expert émérite à Orange Labs Lannion, M. Thierry Chonavel, Professeur à Telecom Bretagne, et M. Michel Ney, Professeur à Telecom Bretagne, de m'avoir fait l'honneur de participer au jury de cette Habilitation à Diriger des Recherches, ainsi que pour leurs conseils et leurs encouragements.

Les travaux présentés n'auraient pas pu voir le jour sans les collaborations qui ont été menées avec mes collègues de travail et mes partenaires dans les projets collaboratifs, ainsi que dans les groupes de normalisation. C'est avec beaucoup de plaisir que j'ai travaillé avec vous à l'émergence d'idées techniques, à leur développement et à la construction d'une argumentation scientifique, et je tiens à vous en remercier. Sans vouloir lister l'ensemble de ces collaborations, souvent de longue haleine ou parfois plus ponctuelles, mais toujours passionnées, je tiens particulièrement à remercier les doctorants que j'ai côtoyés, pour leur motivation et la qualité de nos échanges scientifiques : merci à Gautier Avril, Rehan Hashmat, Amilcar Mescoco, Wafae Bakkali et Ankit Jain.

Je voudrais enfin adresser un remerciement chaleureux à ma famille, et en particulier à mes trois loupiots : sans vous en rendre compte, vous m'avez comblé par un soutien quotidien.

Table des matières

Remerciements	v
Acronymes	xi
Introduction	1
1 La technologie Courant Porteur en Ligne	7
1.1 Bandes de fréquence	8
1.2 Topologies du réseau électrique et couplage	9
1.2.1 Les différents types de réseaux électriques	9
1.2.2 Méthodes de couplage	10
1.3 Applications	12
1.4 Les systèmes CPL actuels	13
1.4.1 CPL à bande étroite	14
1.4.2 CPL à bande large	15
1.5 Conclusion	17
2 Environnement de propagation dans les réseaux d'énergie	19
2.1 Caractérisation et modélisation du canal de propagation	20
2.1.1 Caractéristiques du canal	20
2.1.2 Principes de modélisation du canal	22
2.2 Caractérisation et modélisation du bruit électromagnétique	23
2.3 Problématique d'extraction de trajets de propagation	26
2.3.1 Description de la méthode <i>Matrix Pencil</i>	27
2.3.2 Application de l'algorithme MP au cas du canal CPL	28
2.3.3 Validation sur des mesures expérimentales	31
2.4 Conclusion	32

3	Application des techniques multi-capteurs au CPL	35
3.1	Principe de la transmission CPL MIMO	36
3.2	Campagnes de mesures CPL MIMO et analyse de la capacité	37
3.2.1	Campagne de mesures Orange Labs	37
3.2.2	Campagne de mesures ETSI STF 410	38
3.2.3	Capacité des canaux CPL MIMO	39
3.3	Caractérisation et modélisation du canal CPL en contexte MIMO	42
3.3.1	Revue des travaux antérieurs	42
3.3.2	Analyse des mesures expérimentales	43
3.3.2.1	Paramètres d'affaiblissement	43
3.3.2.2	Paramètres large bande	46
3.3.2.3	Variations de l'amplitude à petite échelle	46
3.3.2.4	Matrice de corrélation du canal MIMO	47
3.3.3	Modélisation statistique du canal CPL MIMO	49
3.3.3.1	Approche de modélisation	49
3.3.3.2	Evaluation du modèle de canal	50
3.4	Caractérisation et modélisation du bruit CPL en contexte MIMO	52
3.4.1	Analyse des mesures expérimentales	52
3.4.1.1	Domaine temporel	52
3.4.1.2	Domaine fréquentiel	52
3.4.2	Modèles de bruit CPL MIMO	53
3.5	Conclusion	54
4	Compatibilité électromagnétique des systèmes CPL	57
4.1	Principes de la CEM des systèmes CPL	58
4.1.1	Réglementation CEM	58
4.1.2	Etude du rayonnement involontaire	59
4.1.2.1	Outil de simulation	60
4.1.2.2	Etude paramétrique	60
4.2	Méthodes d'adaptation du système à l'environnement	61
4.2.1	CEM cognitive	61
4.2.2	Optimisation de la puissance d'émission	62
4.3	Conclusion	65
5	Mitigation des émissions par retournement temporel	67

5.1	Méthodes de mitigation du rayonnement involontaire	68
5.2	Le retournement temporel pour les communications CPL	68
5.2.1	Retournement temporel dans le domaine des transmissions radio	68
5.2.2	Extension au domaine des transmissions filaires	70
5.3	Etude expérimentale et résultats	70
5.3.1	Expérimentation	70
5.3.2	Traitement des données	71
5.3.3	Exemple de mesure	72
5.3.4	Analyse statistique	73
5.4	Conclusion	74
6	Communications CPL et efficacité énergétique	77
6.1	Efficacité énergétique du RLD : positionnement du problème	78
6.2	Modélisation de la consommation des modems CPL	80
6.2.1	Analyse des sources de consommation pour un modem CPL	80
6.2.2	Modèle de consommation des modems CPL	81
6.2.3	Montage expérimental de mesure de la consommation	82
6.2.4	Résultats de mesure	82
6.3	Optimisation de l'efficacité énergétique pour la transmission par relais	84
6.3.1	Description du système	84
6.3.1.1	Système de relais <i>Half Duplex Decode and Forward</i>	84
6.3.1.2	Modèle de consommation d'énergie	85
6.3.2	Optimisation de l'efficacité énergétique	86
6.3.2.1	Transmission directe	86
6.3.2.2	Relais en mode <i>Half Duplex Decode and Forward</i>	86
6.3.3	Résultats de simulation	87
6.4	Conclusion	89
	Conclusion et perspectives	91
	Liste des figures	97
	Liste des tableaux	101
	Bibliographie	103
	Résumé	119

Annexes	121
A Liste des publications personnelles	123
B Sélection de publications	133

Acronymes

AF	<i>Amplify and Forward</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat reQuest</i>
BB	<i>Broad Band</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BT	Basse Tension
CEM	Compatibilité Electro-Magnétique
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique
CEPCA	<i>Consumers Electronics Powerline Communications Alliance</i>
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CPL	Courant Porteur en Ligne
DF	<i>Decode and Forward</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DT	<i>Direct Transmission</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FDML	<i>Frequency Domain Maximum Likelihood</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
HD	Haute Définition
HDR	<i>High Data Rate</i>
HF	<i>High Frequency</i>
HT	Haute Tension
HTA	Haute Tension A
HTB	Haute Tension B
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IMC	<i>Impedance Mismatch Compensation</i>

IP	<i>Internet Protocol</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
ISP	<i>Inter-System Protocol</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LDR	<i>Low Data Rate</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
LPWA	<i>Low Power Wide Area</i>
MAC	<i>Medium Access Control layer</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
MP	<i>Matrix Pencil</i>
MSDU	<i>MAC Service Data Unit</i>
MT	<i>Moyenne Tension</i>
MTL	<i>Multiconductor Transmission Line</i>
MTS	<i>Multivariate Time Series</i>
N	<i>Neutre</i>
NB	<i>Narrow Band</i>
OC	<i>Ondes Courtes</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
P	<i>Phase</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PHY	<i>PHYsical Layer</i>
PRIME	<i>PowerLine Intelligent Metering Evolution</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RCS	<i>Ripple Carrier Signalling</i>
RI	<i>Réponse Impulsionnelle</i>
RLD	<i>Réseau Local Domestique</i>
RSE	<i>Responsabilité Sociale d'Entreprise</i>
RT	<i>Retournement Temporel</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SLF	<i>Super Low Frequency</i>
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>

T	Terre
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TDoA	<i>Time Difference of Arrival</i>
TEMSI	<i>Time ElectroMagnetic Simulator</i>
TIC	Technologies de l'Information et de la Communication
TLM	<i>Transmission Line Matrix</i>
TWACS	<i>Two Way Automatic Communications System</i>
ULB	Ultra Large Bande
UNB	<i>Ultra Narrow Band</i>
UPA	<i>Universal Powerline Alliance</i>
VAR	<i>Vector Auto Regressive</i>
VLF	<i>Very Low Frequency</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>

Introduction

Depuis 2002, je mène des travaux de recherche dans le domaine de l'électromagnétisme et de ses applications pour les transmissions radioélectriques et filaires. Ingénieur de recherche au sein d'Orange Labs de 2002 à 2012, j'ai eu l'opportunité de travailler dans trois équipes de recherche dans les domaines de la modélisation du canal radio (2002-2005, Belfort), des communications sans-fil haut débit (2005-2007, Rennes), et de la compatibilité électromagnétique (2007-2012, Lannion). Depuis décembre 2012, je suis maître de conférences en électromagnétisme et propagation à l'Institut Mines-Telecom (Telecom Bretagne, Brest), au sein du département Micro-ondes.

Dans ces différentes équipes, j'ai orienté mes activités de recherche selon un axe scientifique principal : l'électromagnétisme pour les systèmes communicants. Par mes contributions, j'ai tenté de montrer comment la compréhension fine de la physique de transmission d'un signal électromagnétique, ainsi que des phénomènes de perturbation associés, permet d'améliorer la capacité et la robustesse des systèmes de communication. Mes travaux ont trouvé leur application pour la transmission dans les environnements radioélectrique et filaire. J'ai ainsi pu m'intéresser aux systèmes sans-fils domestiques utilisant l'Ultra Large Bande (ULB) et les ondes millimétriques, à la technologie filaire Courant Porteur en Ligne (CPL), et plus récemment à la transmission radio longue distance dans la gamme *High Frequency* (HF). Mon parcours m'a amené à étudier les différents aspects de l'électromagnétisme pour ces systèmes, de la planification radio à la Compatibilité Electro Magnétique. Ces travaux ont été disséminés par mon implication dans des projets collaboratifs et une participation active à la normalisation. Par ailleurs, j'ai cherché à valoriser mes innovations en maintenant une forte collaboration avec le milieu industriel. Mes principales contributions sont présentées dans les paragraphes suivants.

Transmission radio Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande, est une technique de communication radio qui consiste à utiliser des signaux sur une très large bande de fréquence, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz, dans une bande s'étalant de 3.1 GHz à 10.6 GHz [1]. En raison de la grande capacité théorique de ces systèmes, l'ULB est un candidat prometteur pour les systèmes de communication radio haut-débit pour le réseau local domestique [2].

La recherche que j'ai menée dans ce domaine a consisté à caractériser le canal de propagation en contexte ULB afin de proposer des modèles de canal adaptés aux futurs systèmes basés sur cette technologie. Pour cela, une approche expérimentale a été suivie, passant par le sondage du canal de propagation ULB pour dégager ses paramètres caractéristiques par une analyse statistique [3]. J'ai mis au point et validé une technique de sondage innovante afin d'observer les variations du canal ULB en temps réel. Cette méthode exploite les performances d'un sondeur

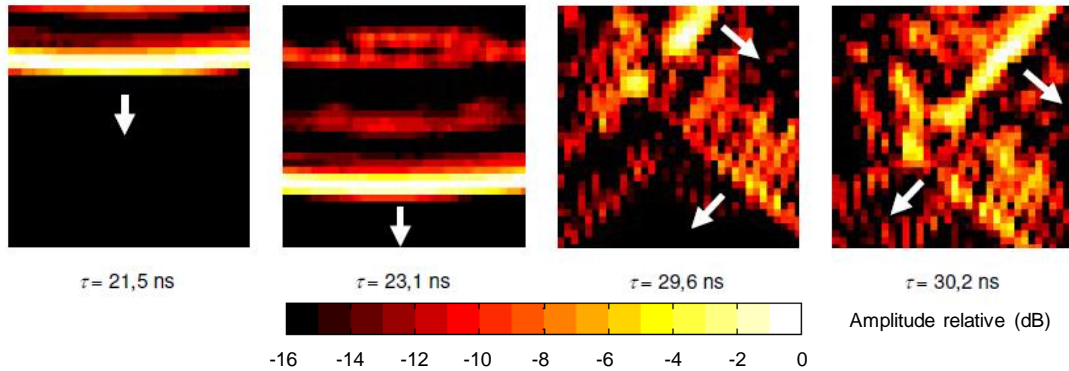


FIG. 1 – Observation expérimentale de la propagation d'un front d'onde UWB.

large bande à capteurs multiples pour la mesure du canal ULB sur la bande 4 GHz - 5 GHz [4]. Plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées en environnement intérieur de bureau. Les réponses impulsionnelles obtenues ont été analysées pour dégager les paramètres grande échelle (dispersion des retards, pente du profil puissance-retard, ...) et petite échelle (évanouissements rapides) du canal statique [5–7]. Des séries de mesures spécifiques ont ensuite été réalisées pour analyser les variations spatiales et temporelles du canal ULB, respectivement dues au mouvement des antennes [8] et au passage de personnes [9–11]. A partir de ces analyses, j'ai proposé un modèle de canal complet, permettant de reproduire les effets du canal de propagation ULB de façon réaliste, en configurations statique et dynamique [12–14]. Ce modèle a été mis en œuvre par les experts en communication numérique d'Orange Labs afin de tester le potentiel de la technologie ULB [15, 16]. Ce travail de recherche a été reconnu au sein du groupe Orange par l'attribution du Prix France Telecom pour une Thèse Remarquable en 2006.

Communication radio par ondes millimétriques

Les systèmes de transmission par ondes millimétriques, fonctionnant principalement autour de la fréquence 60 GHz, sont l'objet d'une recherche active depuis une vingtaine d'années. Cependant, en raison de la complexité de mise en œuvre des dispositifs millimétriques, tels que les antennes, amplificateurs, oscillateurs, le développement pratique de systèmes de communication a surtout pris de l'essor ces dernières années. Dans ce contexte, à partir de 2006, j'ai pris une part active aux travaux de normalisation des systèmes de communication à 60 GHz, en particulier au travers de contributions dans le groupe IEEE 802.15 WPAN TG 3c «Millimeter Wave Alternate PHY». Mes contributions ont ainsi concerné la caractérisation expérimentale du canal de propagation en contexte millimétrique [17], avec en particulier une analyse des directions d'arrivée et de départ des trajets de propagation [18], et une étude de l'impact du diagramme de rayonnement de l'antenne sur les propriétés du canal [19]. Par la suite, mon travail de recherche s'est orienté vers la définition du système de communication numérique pour la transmission par ondes millimétriques. Etant donné la largeur de bande disponible, de l'ordre de la dizaine de GHz autour de 60 GHz, le choix de modulation s'est porté sur la technologie OFDM. Les différents éléments du système (préfixe cyclique, espacement inter-porteuses, ...) ont été dimensionnés en tenant compte des caractéristiques d'étalement temporel du canal de propagation. J'ai ainsi mis au point des chaînes de simulation numérique tenant compte des problématiques

d'implémentation des systèmes millimétriques, tels que les non-linéarités de l'amplificateur et le bruit de phase de l'oscillateur local [20, 21].

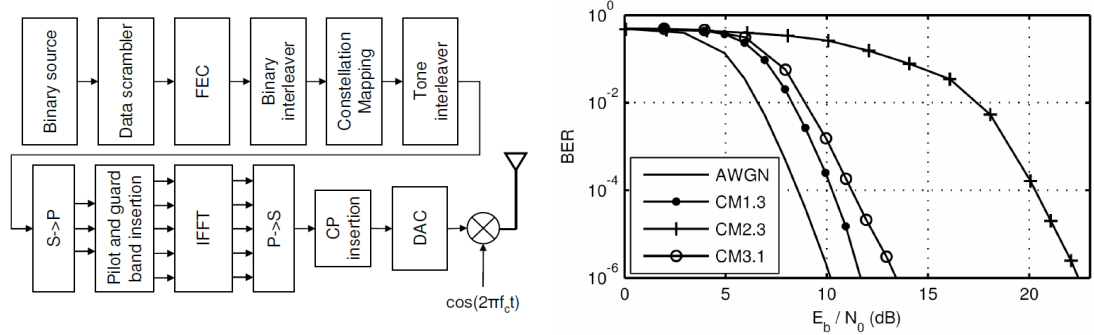


FIG. 2 – Système OFDM millimétrique proposé par France Telecom, et performances du système pour différents modèles de canal (CM1.3 : LOS, CM2.3 et CM3.1 : NLOS).

La définition et la validation du système complet de communication numérique ont fait l'objet de plusieurs contributions en normalisation [22–25]. Afin d'assurer le transfert de ces innovations vers l'industrie, j'ai développé un partenariat avec l'institut allemand IHP Microelectronics, qui a conçu un prototype matériel à partir de notre spécification. Une partie de nos propositions ont été intégrées dans le standard IEEE 802.15.3c-2009, aujourd'hui en vigueur. Ce standard est aujourd'hui promu par le consortium WirelessHD pour le transfert de flux vidéo HD, et implémenté dans des produits grand public, comme les téléviseurs des fabricants Panasonic et LG Electronics par exemple. Enfin, mes activités de recherche dans le domaine des systèmes millimétriques m'ont également permis de m'impliquer dans le projet Techimages du pôle de compétitivité Images et Réseaux (Bretagne et Pays de la Loire) en 2006 et 2007.

Transmission radio par voie ionosphérique

Depuis mon arrivée à Telecom Bretagne en 2012, je m'intéresse à la propagation du signal radioélectrique par voie ionosphérique. L'ionosphère est la région ionisée de la haute atmosphère qui s'étend de 50 à 2000 km environ au-dessus de la surface de la Terre. Dans cette région, l'effet du rayonnement solaire sur les particules de l'atmosphère neutre produit un excès d'électrons qui affecte la propagation des ondes radio.

La concentration électronique se présente sous la forme de régions stratifiées verticalement, également appelées couches ionosphériques. Dans chacune de ces couches, l'indice de réfraction résultant est variable avec l'altitude, ce qui rend le milieu ionosphérique dispersif, et ainsi capable de réfracter les ondes radio. Pour les ondes décimétriques de la gamme HF (3-30 MHz), les rayons peuvent, dans certaines conditions, être réfléchis vers le sol, permettant ainsi une transmission radio à longue distance au-delà de l'horizon optique.

La communication à longue distance dans la bande HF permet de couvrir de vastes zones géographiques pour des applications de type radiodiffusion ou communications point à point pour les systèmes Radio Amateur. Cependant, les conditions de propagation sont très variables en fonction de l'état de l'ionosphère. Mes premiers travaux dans ce domaine ont concerné la détection de signaux d'opportunité, comme les signaux de diffusion radio, afin d'en déduire des informations sur l'état de l'ionosphère [26].

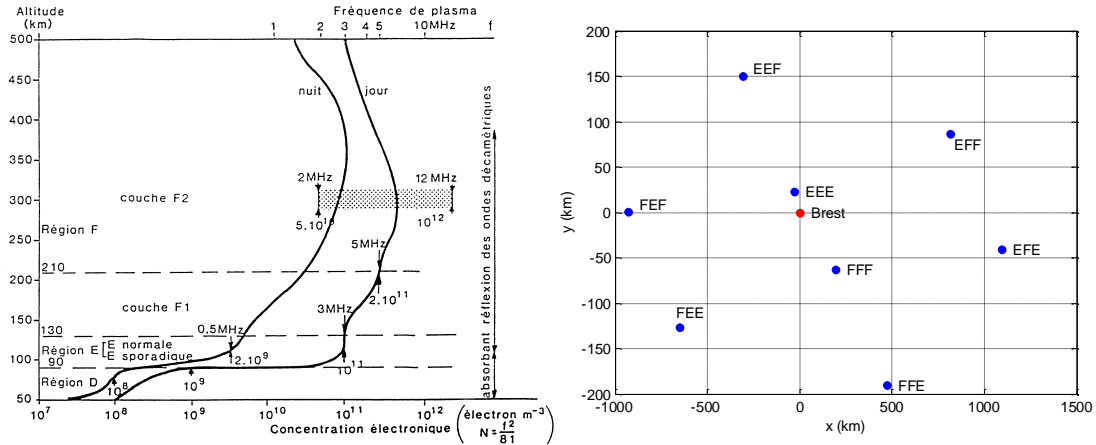


FIG. 3 – Densité électronique des couches ionosphériques, et résultat de localisation expérimentale par TDoA.

Les émetteurs et récepteurs HF peuvent également être installés à l'aide d'infrastructures légères et mobiles. Ces systèmes sont donc bien adaptés pour établir des communications lors d'opérations militaires ou humanitaires. Pour ces deux applications, il est important de pouvoir localiser les émetteurs par l'analyse des signaux électromagnétiques de communication. Dans ce cadre, j'ai ainsi démarré une thématique de recherche sur la géolocalisation des émetteurs HF. De manière complémentaire à la technique classique de Localisation à Site Unique, notre approche consiste à utiliser la technique TDoA [27, 28]. Basée sur le temps de propagation du signal, elle peut s'appliquer dès lors que l'on dispose de quelques récepteurs mono-antenne non co-localisés. Par une étude expérimentale, nous avons pu montrer que la localisation pouvait être établie sans connaissance explicite de la hauteur de la couche ionosphérique [63]. Nous développons pour cela un banc de mesure basé sur une module *Software Defined Radio* (SDR). Cette thématique a donné lieu au démarrage d'une thèse en 2016.

Communications par Courant Porteur en Ligne

A partir de 2007, j'ai appliqué mes recherches à la technologie CPL, qui consiste à transmettre des données en réutilisant le réseau électrique classique en tant que support de propagation [29]. Les réseaux d'énergie sont des environnements difficiles pour les communications à haut débit, car ils n'ont pas été conçus pour la transmission d'un signal à haute fréquence. Plusieurs types de réseaux sont considérés pour les communications CPL, ayant chacun leurs particularités : les réseaux de distribution basse et moyenne tension à l'extérieur des bâtiments, et les réseaux électriques domestiques.

Ce nouveau domaine de la transmission filaire a été pour moi l'occasion d'explorer des solutions innovantes pour l'augmentation du débit et la gestion de l'interférence entre systèmes, par fertilisation croisée à partir des connaissances acquises dans le domaine de la transmission sans-fil. Mes travaux ont particulièrement concerné la physique de la transmission et les aspects de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) pour le réseau électrique domestique. J'ai choisi de consacrer ce mémoire à cette thématique de recherche, en tentant d'illustrer une démarche générale pour le développement d'une technologie de communication. Dans le domaine du CPL, j'ai

ainsi pu aborder la mesure expérimentale de l'environnement de propagation, sa caractérisation et sa modélisation, puis l'étude de l'interférence entre systèmes et l'établissement de contraintes réglementaires associées, et enfin la proposition de techniques de traitement du signal pour améliorer les performances et la robustesse du système.

Le chapitre 1 est une introduction générale à la technologie CPL. Il présente les bandes de fréquences allouées aux différents systèmes, ainsi que les topologies des réseaux électriques utilisés. Les diverses applications de la technologie CPL sont ensuite détaillées, avec un focus sur les principales spécifications existantes.

Les systèmes CPL actuels utilisent des fréquences jusqu'à 86 MHz, et la propagation du signal sur les câbles de cuivre entraîne une forte atténuation avec la distance et la fréquence, ainsi que l'apparition de trajets multiples. Le chapitre 2 est consacré à l'environnement de propagation dans les réseaux d'énergie, et présente les caractéristiques du canal, du bruit et de l'impédance d'entrée du réseau. Les principes de la modélisation du canal CPL sont décrits [30], et illustrés à partir de la problématique d'identification des trajets de propagation dans les mesures expérimentales [31].

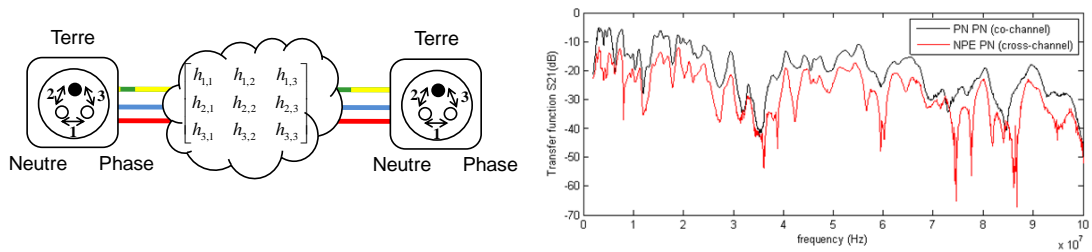


FIG. 4 – Principe de fonctionnement de la technologie MIMO en CPL, et mesures expérimentales de la matrice de transfert du canal.

L'une des principales évolutions récentes du domaine concerne l'application de la technologie *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) aux communications sur réseaux d'énergie [32]. La technique MIMO a été initialement conçue dans le domaine de la radio et consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, ce qui offre un gain important en termes de capacité de transmission. J'ai proposé d'étudier l'adaptation du MIMO au réseau électrique, à travers une thèse démarrée en 2008 [33]. Ces travaux sont décrits dans le chapitre 3. Dans un premier temps, les campagnes de mesure réalisées au sein d'Orange Labs et du groupe *Specialist Task Force* 410 de l'ETSI sont présentées et analysées [34–37]. A partir de ces données, des modèles statistiques de canal de propagation MIMO et de bruit multi-capteurs ont été élaborés [38, 39].

Le chapitre 4 est dédié aux contraintes CEM des systèmes de communication sur les réseaux d'énergie [40]. En termes d'émission électromagnétique, la bande utilisée par les systèmes CPL est déjà occupée par d'autres services (radio amateur, radiodiffusion en ondes courtes), et les organismes de régulation imposent une stricte limitation de puissance de transmission [41]. Le chapitre aborde également des techniques de CEM cognitive, consistant à optimiser les ressources spectrales en tenant compte de la connaissance de l'environnement du système [42, 43].

Une méthode particulière de mitigation du rayonnement involontaire des systèmes CPL a été étudiée lors d'une thèse démarrée en 2009 [44]. Elle consiste à filtrer le signal transmis selon la

technique du retournement temporel, initialement développée dans le domaine de la transmission sans-fil (acoustique, puis électromagnétique). Le chapitre 5 présente les performances de cette technique par l'analyse d'une campagne expérimentale [45].

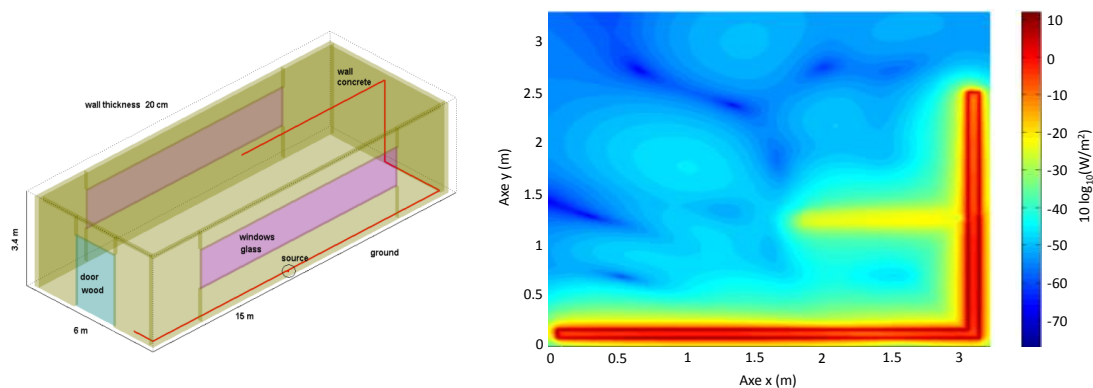


FIG. 5 – Simulation FDTD du rayonnement électromagnétique généré par les systèmes de communication sur réseaux d'énergie.

Enfin, le chapitre 6 traite de la problématique de l'efficacité énergétique des systèmes CPL. Dans le but de réduire la consommation électrique des modems CPL, plusieurs études ont été conduites, notamment dans le cadre d'une thèse démarrée en 2013 [46] et du projet collaboratif FUI GREENCoMM. D'une part, des mesures expérimentales ont été réalisées afin de modéliser la consommation de modems CPL classiques [47] et MIMO [48]. D'autre part, une étude particulière de la configuration de communication en relais a été menée, afin d'évaluer le gain de ce mode de transmission en termes de consommation énergétique [49, 50].

Chapitre 1

La technologie Courant Porteur en Ligne

La technologie CPL consiste à utiliser le réseau de distribution d'énergie classique pour transmettre des données de commande et contrôle ou des informations numériques. Ainsi, il représente un moyen efficace pour construire un réseau de connectivité sans nécessiter l'installation de câbles supplémentaires. L'idée d'employer le réseau électrique pour transmettre des informations se développe dès le début du XX^e siècle [51, 52]. En 1838, déjà, l'anglais Edward Davy propose une méthode permettant le relevé du niveau des batteries pour les sites distants du télégraphe entre Landon et Liverpool. Dans les années 1920, on commercialise des répéteurs pour les compteurs électro-mécaniques, et les premiers systèmes de télémétrie commencent à opérer sur les lignes Haute Tension (HT). Les premiers produits grand public utilisant les réseaux d'énergie, par exemple des alarmes pour bébés, apparaissent dès les années 1940. En 1950, la première spécification de communication CPL, *Ripple Carrier Signalling* (RCS), est développée pour les lignes Moyenne Tension (MT) et Basse Tension (BT). Ce type de systèmes permet la gestion du réseau de distribution d'énergie : maintenance à distance, détection des coupures, et relevés des compteurs. Les années 1980 et 1990 voient le développement des premiers systèmes domotiques à bas débit (du kbit/s au Mbit/s). A partir des années 2000, des systèmes spécifiques se développent pour les communications à haut débit à l'intérieur des bâtiments, avec des débits passant progressivement d'une dizaine à quelques centaines de Mbit/s.

Les systèmes CPL fiables, pour le réseau local domestique, la télévision par protocole IP, et les réseaux de distribution intelligents comme les *Smart Grids* et *Smart Cities* sont aujourd'hui une réalité. Cependant, le réseau électrique n'a pas été initialement conçu pour la transmission de signaux à haute fréquence, et constitue un environnement de communication difficile. Premièrement, la transmission sur des dizaines de mètres de câbles de cuivre conduit à une forte atténuation, et la topologie du réseau génère des trajets de propagation multiples, sources d'évanouissements sélectifs en fréquence. De plus, les différents types de bruit électromagnétique observés sur le réseau électrique peuvent corrompre les données transmises. Enfin, les caractéristiques du canal varient d'un segment du réseau à un autre, et fluctuent en fonction de l'impédance des dispositifs connectés au réseau.

Dans ce chapitre, nous présentons les bandes de fréquence utilisées par les systèmes CPL, ainsi que les diverses topologies de réseaux électriques rencontrées. Nous décrivons ensuite les

applications actuelles et envisagées des systèmes CPL. Enfin, le chapitre expose un panorama des différentes normes et spécifications CPL existantes.

1.1 Bandes de fréquence

Type	Bande de fréquence	Débit	Applications
<i>Ultra Narrow Band</i>	0.3 - 3.0 kHz	1 à 10 b/s	Télérelevé Détection de surcharge
<i>Narrow Band</i>	3 - 500 kHz	500 kbit/s	<i>Smart Grid</i> Païement personnalisé
<i>Broad Band</i>	1.8 - 86 MHz	200 Mbit/s	Réseau local domestique

TAB. 1.1 – Les différents types de technologies CPL.

Le tableau 1.1 présente les différents types de technologies CPL. La technologie *Ultra Narrow Band* (UNB) correspond aux premiers systèmes de télérelevé offrant un faible débit, telles que RCS, *Turtle* et TWACS. Ces technologies sont aujourd'hui peu utilisées, et les développements actuels se concentrent sur deux autres types de systèmes CPL :

- les systèmes à bande étroite, ou *Narrow Band* (NB), qui utilisent des fréquences de 3 à 500 kHz, offrent des débits suffisants pour la gestion du réseau électrique intelligent pour le réseau de distribution ;
- les systèmes à large bande, ou *Broad Band* (BB), qui utilisent des fréquences de 1.8 à 86 MHz, permettent d'établir une infrastructure haut débit pour le réseau local domestique.

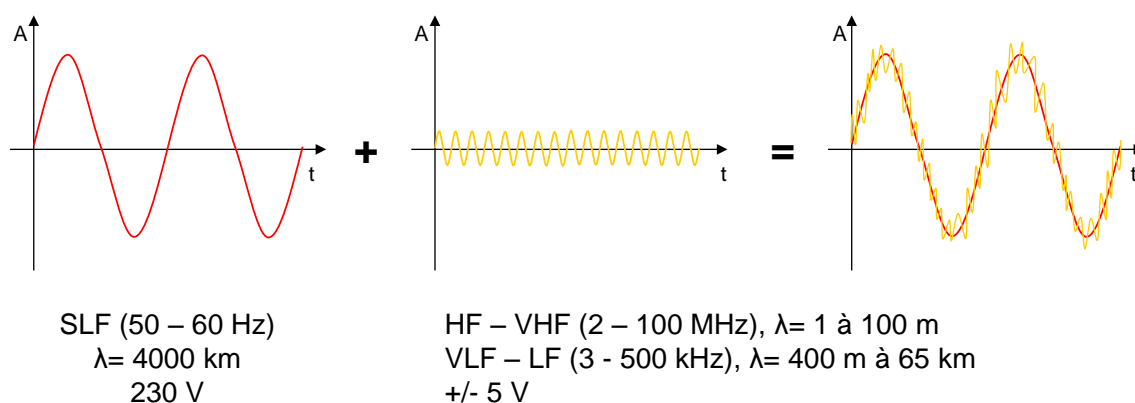


FIG. 1.1 – Superposition du courant alternatif du secteur et des signaux de communication CPL.

La figure 1.1 représente le principe de superposition du courant alternatif avec les signaux de communication CPL. L'énergie électrique est transportée en utilisant un courant alternatif avec une fréquence de 50 Hz ou 60 Hz suivant les pays, et se situe donc dans la gamme *Super Low Frequency* (SLF). En prenant en compte la vitesse v de propagation des signaux électromagnétiques dans les câbles, de l'ordre de $2 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$, la longueur d'onde de ces signaux

est de l'ordre de 4000 km. A un instant donné, la phase du secteur est donc la même en tout point du réseau électrique. Les signaux de communication pour la technologie CPL-NB occupent les bandes de fréquence des gammes *Very Low Frequency* (VLF) et *Low Frequency* (LF). De la même manière, les systèmes CPL-BB utilisent principalement le spectre dans la gamme HF. Pour ces systèmes, les longueurs d'onde correspondantes varient respectivement de 400 m à 65 km (CPL-NB) et de 1 à 100 m (CPL-BB). Comme nous allons le voir, ces longueurs d'onde sont de l'ordre de grandeur des dimensions des réseaux électriques supports de la transmission. Dès lors, la propagation par trajets multiples génère des déphasages importants, provoquant des phénomènes d'évanouissements rapides similaires à ceux rencontrés dans les canaux radio. Il est donc important de caractériser l'environnement de propagation et son effet sur la transmission afin de dimensionner les systèmes de communication CPL.

1.2 Topologies du réseau électrique et couplage

1.2.1 Les différents types de réseaux électriques

Le réseau électrique est composé de différents types de lignes, présentant des tensions différentes suivant leur emplacement dans le réseau [53] :

- Le *réseau de transport* (appelé HTB en France) est constitué de lignes HT de 50 kV à 400 kV, et est utilisé pour la distribution électrique à l'échelle nationale ou internationale. Il comporte de longues ligne aériennes avec peu ou pas de branches. Ceci lui confère de bonnes propriétés de guide d'onde avec une atténuation par unité de longueur plus faible que pour le réseau de distribution. Cependant, ce réseau n'est généralement pas utilisé pour la communication à haut débit, car les lignes HT sont sujettes à des phénomènes transitoires de formation d'arc (effet Corona), qui perturbent les transmissions. Plusieurs expérimentations ont été cependant réalisées avec des résultats intéressants [54–56].
- Le *réseau de distribution* à MT (appelé HTA en France) comporte des lignes de 1 kV à 50 kV. Connecté au réseau HT par les transformateurs primaires, il permet la distribution électrique entre les villes, ou pour certains sites industriels. Les lignes sont aériennes ou enterrées avec un nombre de branches limité. La technologie CPL est utilisée sur cette partie du réseau pour la commande et le contrôle d'équipements, tels que les sectionneurs, les ré-enclencheurs de lignes, les batteries de condensateurs et les équipements de mesure de vecteur de phase. Des exemples d'études liées aux lignes MT peuvent être trouvées dans [57–59].
- Le *réseau de distribution* à BT transporte des tensions variant de 230 V (en France, 110 V aux Etats-Unis) à 400 V. Il est connecté aux lignes MT par des transformateurs secondaires (appelés transformateurs HTA-BT en France). La ligne BT assure la distribution électrique vers les consommateurs particuliers ou industriels. Ce réseau est généralement constitué d'un grand nombre de branches. Cependant, une grande disparité régionale existe à ce niveau. Par exemple, un transformateur MT-BT peut desservir une seule maison aux Etats-Unis, alors qu'en Europe, ces transformateurs sont généralement connectés à plusieurs centaines de clients. La figure 1.2 présente la partie BT du réseau de distribution en France. L'énergie est fournie selon trois phases, desservant généralement des clients différents, mais une distribution tri-phasée est également possible. Le conducteur de retour, appelé fil de neutre (N), est connecté à la masse au niveau du transformateur HTA-BT.

- Le *réseau domestique* à BT distribue l'énergie à l'intérieur des bâtiments. Des différences importantes peuvent exister en fonction du pays et du type de bâtiment (maisons, immeubles et sites industriels). En général, le réseau extérieur est connecté à un compteur et à un disjoncteur général, puis à un tableau de distribution contenant des disjoncteurs secondaires. Les lignes BT sont ensuite disposées en arbre ou en étoile jusqu'aux différentes prises. Les nombreuses branches du réseau domestique sont responsables des trajets multiples qui caractérisent la propagation. Notons également qu'en plus des fils de phase (P) et de neutre (N), un conducteur de terre (T) est présent sur toutes les prises de l'installation, pour assurer la sécurité des usagers en cas de défaut électrique des appareils. Ce connecteur de terre est relié à la masse au pied du bâtiment.

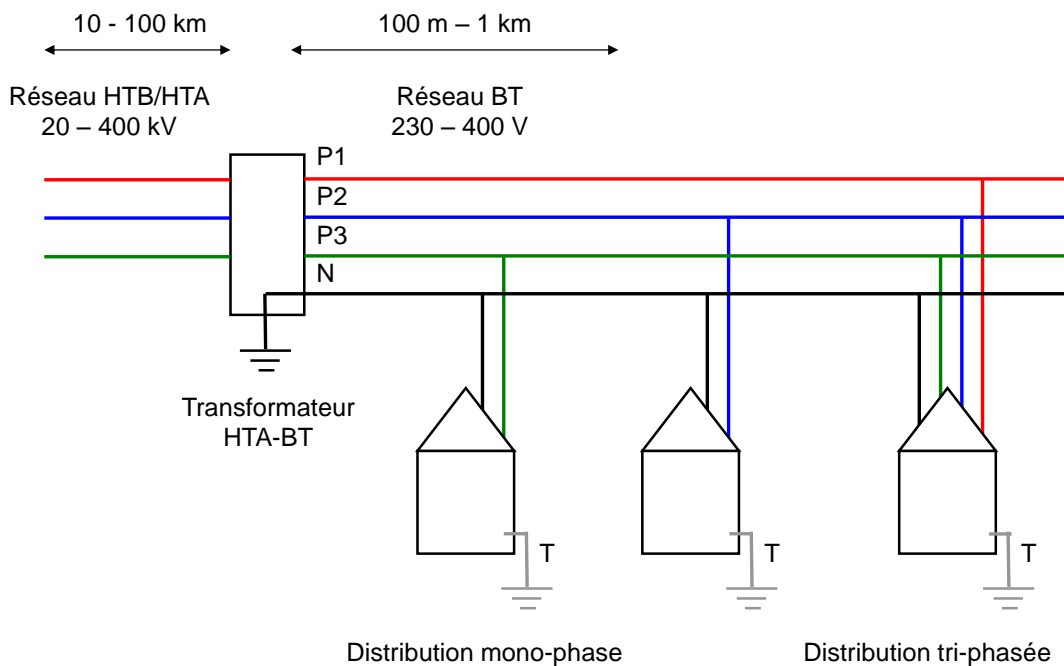


FIG. 1.2 – Le réseau de distribution électrique en France.

Pour compléter ce tour d'horizon des topologies du réseau électrique, notons que l'utilisation de la technologie CPL à l'intérieur des véhicules fait l'objet d'un intérêt grandissant. Des études ont été réalisées pour la transmission de données vers des véhicules en mouvement, comme les trains [60], ou à l'intérieur de différents types de véhicules : les voitures [61], les avions [62], les navettes spatiales [63], les bateaux [64, 65] et les sous-marins [66].

1.2.2 Méthodes de couplage

Afin de connecter les modems CPL, ou tout équipement de mesure du canal, au réseau électrique, il est nécessaire de disposer de coupleurs permettant à la fois de transmettre le signal et de protéger l'équipement. Il existe deux types de coupleurs [67] :

- Les coupleurs *capacitifs* connectent physiquement le modem aux câbles de la ligne électrique par l'intermédiaire de condensateurs à haute tension. Ce mécanisme permet un

contrôle direct de la tension injectée ou reçue sur la ligne électrique. Afin d'assurer une isolation galvanique, un transformateur est parfois ajouté en amont du dispositif. Ce type de coupleur est le plus souvent utilisé pour les réseaux BT.

- Les coupleurs *inductifs* utilisent des anneaux de ferrite pour associer le courant transmis sur le réseau électrique au circuit d'entrée du modem, ce qui évite la connexion directe entre le modem et le réseau de puissance. Dans ce cas, la tension injectée ou reçue est déduite du courant mesuré et dépend de l'impédance de la ligne. Les coupleurs inductifs sont fréquemment utilisés pour les réseaux MT et HT.

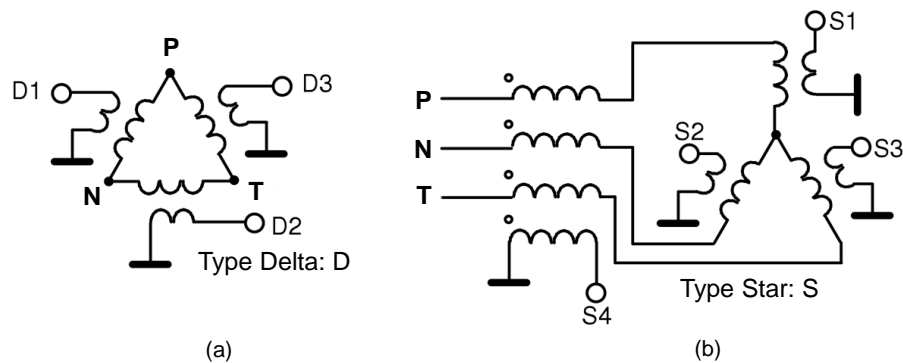


FIG. 1.3 – Coupleurs CPL MIMO inductifs. (a) Type Delta et (b) type Star.

La figure 1.3 présente deux options de coupleur MIMO inductif qui ont été développés dans le cadre de la *Specialist Task Force 410* de l'ETSI [68] : le coupleur de type Delta (a) et le coupleur de type Star (b). Le mode d'injection de ces coupleurs est lié à la problématique des émissions rayonnées qui sera présentée au chapitre 4.

Selon la loi de Biot et Savart, la source principale de rayonnement est le courant de mode commun, dénoté i_{MC} . Classiquement, afin d'éviter les émissions rayonnées, les fabricants de modems CPL cherchent à injecter le signal de la manière la plus symétrique possible entre les deux conducteurs P et N. De cette manière, les champs électriques générés sont en opposition de phase, ce qui conduit à un rayonnement quasi-nul. Ce mode de propagation symétrique est nommé mode différentiel, et le courant correspondant est noté i_{MD} . En cas d'asymétrie dans le réseau, une part du courant de mode différentiel injecté i_{MD} est converti en courant de mode commun i_{MC} . Les asymétries du réseau électrique sont nombreuses et peuvent être dues à des capacités parasites, à des variations d'impédance le long de la ligne, ou à des longueurs de câbles différentes, par exemple au niveau des interrupteurs mono-phase pour l'éclairage [69].

La technique MIMO consiste à utiliser le câble de terre (T) en complément des câbles de phase (P) et de neutre (N) classiquement employés en configuration CPL *Single Input Single Output* (SISO). Elle sera décrite plus en détails dans le chapitre 3. Afin de minimiser la formation de courant de mode commun, on injecte les signaux CPL MIMO en utilisant le coupleur de type Delta de la figure 1.3. Ce coupleur est constitué de trois baluns inductifs arrangés en triangle entre les câbles P, N et T. La somme des trois tensions doit être nulle, selon la loi de Kirchhoff. Ainsi, seuls deux des trois signaux injectés peuvent être indépendants.

Les deux types de coupleurs sont adaptés pour la réception. Lors des mesures réalisées dans le cadre de la *Specialist Task Force 410* de l'ETSI, nous avons utilisé un coupleur de type Star

en réception, car il permet de recevoir le signal de mode commun comme un mode de réception additionnel. Les autres tensions sont mesurées entre chaque câble P, N ou T, et un plan de masse local.

1.3 Applications

Les différentes parties du réseau électrique permettent d'envisager diverses applications de communication CPL :

- Dans le milieu résidentiel, la technologie CPL est principalement utilisée pour la constitution d'un *réseau domestique haut débit*, en complément des autres technologies disponibles, comme le WiFi ou la fibre optique. Aujourd'hui les modems se présentent sous forme de boîtiers indépendants, offrant des débits de communication variant de quelques dizaines de Mbit/s jusqu'à 2 Gbit/s théoriques pour les produits les plus récents utilisant la technique MIMO. Cette application requiert une très grande qualité de service, ainsi qu'un niveau de sécurité élevé, en raison du couplage possible entre les réseaux électriques du voisinage.
- Les *réseaux de domotique* sont une autre application du CPL à l'intérieur des bâtiments. Ils consistent à mettre en réseau différents types de capteurs (présence, température, etc.) pour la surveillance ou l'automatisme au domicile. Un suivi détaillé des consommations énergétiques, par exemple en électricité ou en gaz, permet d'optimiser leur gestion et leur régulation. Plus particulièrement, les fournisseurs d'énergie envisagent des programmes de réaction à la demande, où les tarifs de l'énergie sont indiqués au consommateur en temps réel. Les consommateurs peuvent ainsi choisir de réduire leur demande en énergie, ce qui permet le lissage de la consommation aux périodes de pointe. Ce type d'application demande un débit faible de quelques dizaines de kbit/s, mais une fiabilité élevée et une faible consommation électrique, étant donné le nombre de capteurs potentiellement mis en œuvre.
- L'application principale pour les réseaux à l'extérieur des bâtiments est le développement de *réseaux électriques intelligents*, ou *Smart Grids*. Ils consistent à faciliter la gestion du réseau par la transmission de données sur les lignes de distribution, notamment sur la partie BT. Les opérateurs de réseaux d'énergie mettent actuellement en place des compteurs intelligents, permettant la télé-relève vers un concentrateur situé au niveau du transformateur HTA-BT. Le *Smart Grid* vise également une meilleure intégration des sources d'énergie distribuées et variables, comme les panneaux photovoltaïques ou les éoliennes. Notons que la communication CPL permet également d'opérer à distance différents équipements du réseau comme les sectionneurs et ré-enclencheurs de lignes. Enfin, plusieurs administrations locales investissent dans la technologie CPL, par exemple pour la gestion du parc d'éclairage public, où la maintenance est facilitée par la détection de pannes. Des services additionnels sont envisagés, comme l'éclairage adaptatif en fonction de la présence, ou la vidéosurveillance. Ainsi le CPL contribue au développement de villes intelligentes, ou *Smart Cities*. Dans ces contextes, les débits demandés restent faibles (quelques dizaines de kbit/s), mais les distances importantes et le grand nombre de capteurs potentiels nécessite une grande robustesse du système.
- Enfin, l'utilisation de la technologie CPL est envisagée à l'intérieur des véhicules, notamment les voitures individuelles et les transports en commun tels que les avions ou

les bateaux. Les données transmises concernent le réseau multimédia, mais également les commandes et le contrôle. Les principaux avantages du CPL sur les autres moyens de communication filaire sont la réduction du poids, la diminution de la connectique pour les équipements embarqués, et la réduction de la complexité du câblage. En particulier, les communications avec les voitures électriques en phase de chargement ont été envisagées, soit pour le téléchargement de données multimédia, soit pour la gestion du paiement pour les flottes de véhicules. Pour ces réseaux, les débits peuvent être variables, entre l'indication d'un identifiant pour le chargement d'un véhicule et la transmission de vidéo HD dans un avion de 400 sièges. La fiabilité reste le problème majeur pour la transmission des données de commande du véhicule.

1.4 Les systèmes CPL actuels

Les différentes technologies CPL peuvent être classées en trois catégories [29, 53], comme représenté dans la figure 1.4. La première catégorie concerne les technologies *Ultra Narrow Band*, opérant de 30 Hz à 3 kHz à des débits très faibles. On peut citer par exemple les technologies RCS [70], *Turtle* [71] et TWACS [72]. Ces technologies ont été utilisées notamment pour la relève automatique des compteurs à distance. Les systèmes CPL-UNB ont généralement été dimensionnés pour communiquer à longue distance, y compris en passant des réseaux BT aux réseaux MT via le transformateur. Cependant, les débits restent très réduits, de l'ordre de 0,001 bit/s pour *Turtle* et 100 bit/s pour TWACS. De plus, les systèmes RCS et *Turtle* sont limités à des communications mono-directionnelles.

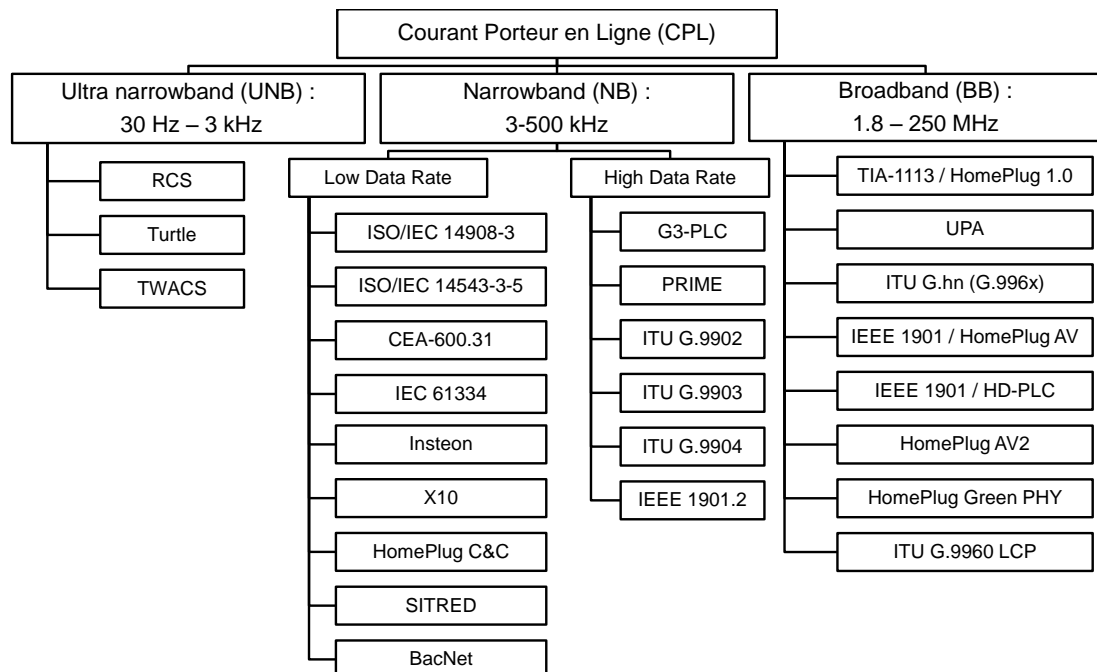


FIG. 1.4 – Vue d'ensemble des standards et spécifications CPL UNB, NB et BB [29].

La catégorie des technologies *Narrow Band* concerne les systèmes fonctionnant de 3 à 500 kHz. On peut distinguer les systèmes *Low Data Rate* (LDR), capables de fournir des débits de l'ordre de quelques kbit/s. Ces technologies sont généralement basées sur des modulations mono-porteuses ou à étalement de spectre. Parmi les systèmes standardisés, on peut citer les recommandations ISO/IEC 14908-3 (LonWorks), ISO/IEC 14543-3-5 (KNX), CEA-600.31 (CEBus), IEC 61334-3-1 et IEC 61334-5. D'autres spécifications propriétaires existent, comme X10, SITRED (Enel), BacNet, Insteon, et HomePlug C&C. Ces technologies sont généralement utilisées pour la domotique ou la gestion des bâtiments.

Les catégories NB *High Data Rate* (HDR) permettent des débits plus élevés de quelques dizaines à quelques centaines de kbit/s. Les technologies *Broad Band*, quant à elles, ont subi un développement important ces dernières années, permettant aujourd'hui des débits de l'ordre du Gbit/s. Ces deux dernières catégories voient aujourd'hui un intérêt grandissant, la première pour le développement des *Smart Grids*, et la seconde pour les réseaux domestiques haut débit. Elles sont présentées plus en détails dans les paragraphes suivants.

1.4.1 CPL à bande étroite

Les systèmes CPL-NB fournissant des débits importants sont aujourd'hui basés sur la modulation multi-porteuse *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Initialement, deux spécifications propriétaires ont été développées :

- La spécification G3-PLC a été développée au sein du consortium *G3-PLC Alliance*, regroupant des opérateurs d'énergie, des intégrateurs et des fabricants de composants. Ce système opère dans les bandes de 35.9 à 90.6 kHz en Europe et dans différentes sous-bandes entre 150 kHz et 500 kHz suivant les réglementations des Etats-Unis et du Japon. La version européenne utilise une modulation OFDM sur 36 porteuses. Les constellations employées sont différentielles, de type *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) et *8-Phase Shift Keying* (PSK). Le code correcteur d'erreur utilise un code concaténé de Reed-Solomon et convolutif de rendement $R = \frac{1}{2}$. Des modes robustes sont également définis avec des répétitions d'un facteur 4 à 6. Ces composants permettent d'obtenir un débit maximal sur la couche PHY de 233 kbit/s.
- Un groupe d'industriels similaires, le consortium *PRIME Alliance* a développé en parallèle la spécification *PowerLine Intelligent Metering Evolution* (PRIME). Cette spécification fonctionne sur la bande de 42 à 88.9 kHz. La modulation est de type OFDM sur 97 porteuses. Les constellations utilisées sont de type BPSK, QPSK et 8-PSK différentielles. Cependant, à la différence de G3-PLC qui code l'information sur la différence de phase entre symboles successifs dans le domaine temporel, PRIME réalise une modulation différentielle dans le domaine fréquentiel, entre porteuses successives. Le code correcteur d'erreur est un code convolutif de rendement $R = \frac{1}{2}$. Cette spécification n'offre pas de mode robuste, mais une retransmission de type ARQ optimisée pour lutter contre le bruit impulsif. Le débit maximal sur la couche PHY est de 128.6 kbit/s.

Une étude comparative des performances de ces systèmes est réalisée dans [73]. Notons qu'en 2012, ces deux spécifications propriétaires ont été intégrées dans différentes recommandations de l'ITU : ainsi les spécifications G3-PLC et PRIME ont été respectivement intégrées dans les standards ITU-T G.9903 [74] et ITU-T G.9904 [75]. La série de standards est complétée par la spécification ITU-T G.9902 [76], proche de G3-PLC. Notons enfin que l'IEEE a également

développé un standard de ce type, IEEE 1901.2, publié en 2013 [77]. Ces différents standards ne sont pas compatibles, mais des mécanismes existent pour assurer leur coexistence en minimisant les interférences mutuelles. Plus de détails sur les systèmes CPL-NB peuvent être trouvés dans [78].

1.4.2 CPL à bande large

Les systèmes CPL-BB pour le réseau domestique ont connu un essor important depuis les années 2000. A l'origine, trois consortiums industriels ont mis au point des spécifications opérant jusqu'à une fréquence maximale de 30 MHz, pour des débits de l'ordre de 200 Mbit/s : la spécification HD-PLC par le groupe *Consumers Electronics Powerline Communications Alliance* (CEPCA), la spécification HomePlug AV par le groupe *HomePlug Alliance*, et le système propriétaire du groupe *Universal Powerline Alliance* (UPA). Notons que HomePlug AV est une évolution d'une première spécification HomePlug 1.0, correspondant au standard TIA-1113. Le tableau 1.2 compare les caractéristiques de ces spécifications. Les systèmes HomePlug AV et UPA utilisent une modulation OFDM classique avec un fenêtrage temporel des symboles, permettant de réduire l'étalement spectral. Le système HD-PLC utilise une technologie différente, basée sur l'OFDM à ondelettes. En termes de codage canal, des choix très différents ont été faits parmi des codes avancés, entre le codage *Low Density Parity Check* (LDPC) (HD-PLC), le Turbo Code convolutif (HomePlug AV) et la technique *Trellis Coded Modulation* (UPA). Enfin, on peut noter que les choix de constellations sont assez variables suivant les spécifications. Malgré ces différences, ces trois systèmes fournissent des débits semblables.

	HD-PLC	HomePlug AV	UPA
Modulation	Wavelet OFDM	Windowed OFDM	Windowed OFDM
Codage correcteur d'erreur	RS-CC LDPC	Turbo Code	Concaténation RS + 4D-Trellis Coded Modulation
Constellation	PAM 2-32	QAM 2-1024	Adaptative Differential PSK 2-1024
Taille de la FFT	512 (extensible à 2048)	3072	N.C.
Nombre de porteuses	N.C.	1536	1536
Fréquence d'échantillonnage	62,5 MHz	75 MHz	N.C.
Bande de fréquence	4 à 28 MHz	2 à 28 MHz	0 à 30 MHz
Débit couche PHY	190 Mbit/s	200 Mbit/s	200 Mbit/s

TAB. 1.2 – Comparaison des spécifications propriétaires HD-PLC, HomePlug 1.1 et UPA.

Pour permettre l'essor de la technologie CPL-BB, la standardisation auprès d'organismes officiels a été essentielle. L'IEEE a développé le standard IEEE 1901 [79,80], couvrant les systèmes large bande résidentiels et d'accès. Deux couches PHY optionnelles sont décrites : la couche FFT-PHY, qui reprend la spécification HomePlug AV, et la couche *wavelet*-PHY, qui reprend la spécification HD-PLC. Ces deux couches PHY ne sont pas interopérables, mais un protocole spécifique, appelé *Inter-System Protocol* (ISP), a été défini pour assurer leur coexistence. Notons également qu'une option permet d'étendre les bandes de fréquence utilisées jusqu'à 50 MHz.

Par ailleurs, pour la couche FFT-PHY, la constellation QPSK maximale est étendue aux symboles 4096-QAM, permettant de transmettre jusqu'à 12 bits par porteuse. Ceci permet d'étendre le débit maximal de la couche PHY à 500 Mbit/s environ.

De son côté, l'ITU a développé le standard ITU-T G.9960 pour les communications sur câble en environnement résidentiel [81, 82]. La particularité de cette spécification est qu'elle n'est pas seulement applicable au réseau électrique, mais également aux lignes téléphoniques et aux câbles coaxiaux de télévision. D'un point de vue spectral, la bande dédiée au CPL est théoriquement étendue jusqu'à 100 MHz. Au niveau du traitement du signal en couche PHY, cette recommandation est très proche de la couche FFT-PHY du standard IEEE 1901. Une différence notable réside dans le choix du code correcteur d'erreur : alors que le standard IEEE 1901 implémente un Turbo Code, la recommandation ITU-T G.9960 utilise un code LDPC. Une analyse de leurs différences peut être trouvée dans [83, 84]. Au final, le débit maximal offert sur la couche PHY de la recommandation ITU-T G.9960 est de l'ordre de 1 Gbit/s.

Une évolution intéressante des systèmes CPL est leur extension à la technologie MIMO, par l'exploitation des trois conducteurs disponibles : la phase (P), le neutre (N) et la terre (T). Ce point sera développé plus en détails dans le chapitre 3. Cette innovation a été récemment incluse dans les standards et spécifications CPL. En 2011, l'ITU a publié la recommandation ITU-T G.9963 incluant cette fonctionnalité [85]. Simultanément, le groupe *HomePlug Alliance* a développé la spécification HomePlug AV2, publiée en 2012 [43, 86], définissant l'utilisation de la technologie MIMO. Parallèlement, la bande de fréquence allouée a été étendue à 86 MHz. Ainsi, les spécifications ITU-T G.9963 et HomePlug AV2 permettent aujourd'hui toutes les deux des débits maximums sur la couche PHY de l'ordre de 2 Gbit/s.

Afin de promouvoir la technologie CPL auprès du monde industriel, j'ai activement participé à la normalisation des prochaines générations de systèmes de transmission filaire. En particulier, j'ai contribué aux groupes ITU-T G.9960 [87–93], et HomePlug AV [94–101]. Aujourd'hui, la technologie CPL MIMO est disponible dans les produits grand public.

On peut ainsi noter une nette évolution des débits offerts par la technologie CPL-BB dans la période d'une dizaine d'années. A titre d'illustration, le tableau 1.3 présente l'évolution des spécifications produites par le groupe *HomePlug Alliance*.

	HomePlug 1.0	HomePlug AV	HomePlug AV 2.0
Date de publication	2001	2005	2012
Débit maximal couche PHY	14 Mbit/s	200 Mbit/s	2 Gbit/s
Débit maximal couche IP	6 Mbit/s	90 Mbit/s	900 Mbit/s
Code correcteur IP	Concaténé	Turbo Code	Turbo Code
Bande de fréquence	4 à 21 MHz	2 à 28 MHz	2 à 86 MHz
Modulation maximale	DQPSK	QAM 1024	QAM 4096 avec MIMO

TAB. 1.3 – Evolution des spécifications du groupe *HomePlug Alliance*.

1.5 Conclusion

En mettant à profit l'installation existante du réseau électrique, la technologie CPL permet de réaliser des réseaux de communication avec un très faible coût d'infrastructure. Si les premiers systèmes UNB utilisaient de très basses fréquences en-dessous de 3 kHz, les débits associés ne permettaient pas d'envisager des réseaux de transfert de données.

Aujourd'hui, deux types de systèmes sont développés. Les technologies CPL-NB opèrent dans la bande de fréquence de 3 à 500 kHz, et sont principalement utilisées sur les réseaux de distribution BT pour mettre en œuvre des applications de type *Smart Grid*. L'application principale consiste à automatiser le relevé des compteurs électriques des abonnés. D'autres applications sont possibles, comme les réseaux de domotique pour l'automatisation des capteurs dans les bâtiments, ou encore la gestion de l'éclairage public. Ces applications requièrent des débits modérés de l'ordre de quelques dizaines de kbit/s, et ce sont la robustesse et la portée de ces systèmes qui orientent les développements.

Par comparaison, les technologies CPL-BB ont pour objectif de maximiser le débit afin de réaliser un réseau haut-débit à l'intérieur des bâtiments. Opérant aujourd'hui sur une bande de 1.8 à 86 MHz, ces systèmes mettent en œuvre des techniques de traitement du signal avancées pour obtenir des débits de l'ordre du Gbit/s. La suite de ce mémoire sera consacrée aux systèmes CPL-BB, pour lesquels j'ai mené différentes études concernant la physique de la transmission et la CEM.

Afin d'optimiser le débit et les performances de ces systèmes, une parfaite connaissance de l'environnement de propagation est nécessaire. Les études menées dans ce domaine pour une transmission mono-capteur sont présentées dans le chapitre 2. Les avantages liés à l'introduction de la technique MIMO sont étudiés expérimentalement dans le chapitre 3, et un modèle général de canal CPL-MIMO est présenté. L'extension de la bande de fréquence jusqu'à 86 MHz est soumise à des contraintes de CEM, qui sont analysées au chapitre 4 pour en déduire des techniques de transmission optimales. La problématique particulière du rayonnement involontaire des réseaux CPL et de sa mitigation est traitée dans le chapitre 5. Enfin, le chapitre 6 est dédié la consommation électrique des modems CPL et étudie des pistes pour augmenter leur efficacité énergétique.

Chapitre 2

Environnement de propagation dans les réseaux d'énergie

Le réseau électrique constitue un environnement difficile pour les communications numériques à haut débit. En effet, les systèmes CPL actuels utilisent la bande 2 - 86 MHz, et la propagation du signal sur les câbles de cuivre entraîne une forte atténuation avec la distance et la fréquence, ainsi que l'apparition de trajets multiples. Par ailleurs, les appareils électriques connectés au réseau génèrent un bruit électromagnétique important sur l'ensemble du spectre, avec une forme impulsive dans le domaine temporel qui peut corrompre les données transmises. Afin de dimensionner les systèmes de communication CPL et de les évaluer par des simulations précises et reproductibles, il est primordial pour la communauté scientifique de connaître les caractéristiques de l'environnement, et de disposer de modèles réalistes du canal de propagation. Mes premières recherches dans ce domaine ont concerné l'étude du réseau électrique en tant que canal de propagation CPL, notamment au sein du projet collaboratif FP7 ICT OMEGA [30, 102, 103].

A partir des paramètres représentatifs du canal de transmission, des modèles de canal et de bruit sont proposés. Différentes approches, statistiques ou déterministes, existent pour reproduire les effets du canal. Les sections 2.1 et 2.2 présentent respectivement les caractéristiques du canal et du bruit électromagnétique pour le réseau électrique domestique, et décrivent les modèles existants dans le cas d'une communication mono-capteur, ou SISO. L'extension de la transmission CPL à la technologie MIMO et les modèles associés seront étudiés dans le chapitre 3.

Enfin, la section 2.3 illustre l'utilisation des modèles de canal pour le problème de l'identification des trajets de propagation principaux à partir d'observation expérimentales du canal. Notre étude, présentée dans [31], met en œuvre des algorithmes à haute résolution. L'information obtenue permet de réaliser des modèles plus synthétiques et apporte une connaissance fine de la topologie du réseau électrique.

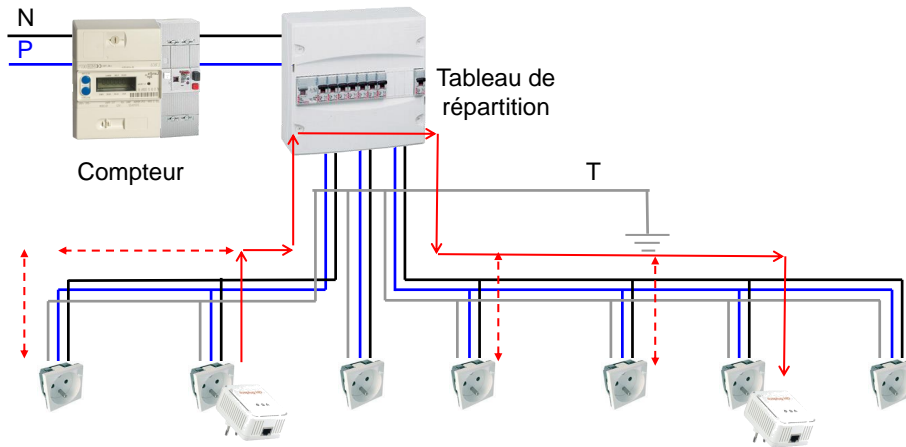


FIG. 2.1 – Illustration de la propagation par trajets multiples dans le réseau électrique domestique.

2.1 Caractérisation et modélisation du canal de propagation

2.1.1 Caractéristiques du canal

La figure 2.1 représente un lien de communication CPL dans le réseau électrique domestique. Dans le cas présenté, les modems CPL sont connectés sur des prises appartenant à des circuits différents de l'installation. Le signal transmis se propage donc le long des câbles, puis à travers le tableau de répartition jusqu'à la prise de réception. Cependant, de nombreux autres trajets de propagation existent dans le réseau, car les inhomogénéités présentes à chaque nœud de connexion et aux terminaisons du réseau provoquent des réflexions. L'amplitude et la phase du signal réfléchi dépendent de l'impédance des charges connectées ou du segment suivant du réseau électrique. Ainsi, la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal $h(\tau)$ est composée d'un grand nombre de trajets multiples, de la même manière que pour les canaux de propagation radioélectriques.

La présence de trajets multiples provoque une dispersion du signal transmis, qui peut induire des erreurs de communication sous la forme d'interférence inter-symboles. Un paramètre important caractérisant cette dispersion temporelle est l'étalement des retards τ_{RMS} , donné par :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau}} \quad (2.1)$$

où τ_m est le retard moyen donné par :

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \quad (2.2)$$

et $P(\tau)$ représente le profil puissance-retard :

$$P(\tau) = |h(\tau)|^2 \quad (2.3)$$

Ainsi, lors du dimensionnement de systèmes CPL basés sur une modulation OFDM, l'intervalle de garde doit être entre 2 et 3 fois plus important que l'étalement des retards pour assurer de bonnes performances [104]. A titre d'exemple, à partir de mesures réalisées sur la bande de 2 à 100 MHz, le projet FP7 ICT OMEGA a rapporté des valeurs d'étalement des retards de l'ordre de 0,1 à 1 μ s, avec une moyenne de 0,3 μ s. Ces valeurs sont du même ordre de grandeur que l'étalement des retards τ_{RMS} observé pour un canal radiomobile, par exemple pour un grand bâtiment [105], ou pour la propagation en environnement extérieur [106].

Une manière complémentaire d'appréhender le canal de propagation CPL est d'étudier sa fonction de transfert $H(f)$ dans le domaine fréquentiel. La fonction de transfert $H(f)$ et la RI du canal sont liées par une simple transformation de Fourier. Un exemple de fonction de transfert mesurée et de la RI associée est donné dans la figure 2.2. On observe que la présence de trajets multiples conduit à une forte sélectivité en fréquence, due à la recombinaison en phase ou en opposition de phase des composantes du signal. Une autre caractéristique visible sur cette figure est la forte atténuation croissante avec la fréquence, due à la propagation du signal sur les câbles de cuivre.

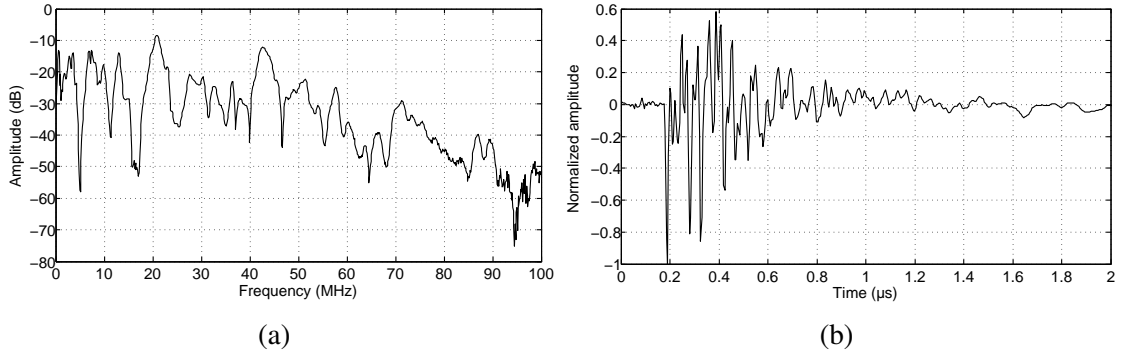


FIG. 2.2 – Exemple de mesure du canal CPL. Fonction de transfert mesurée (a) et réponse impulsionnelle obtenue par transformée de Fourier (b).

La bande de cohérence quantifie la corrélation entre les différentes fréquences de la fonction de transfert et est très liée à la dispersion du canal. La bande de cohérence à 90% $B_{c,90\%}$ est calculée de la manière suivante :

$$B_{c,90\%} = \min \left\{ \Delta f : \left| \frac{R_f(\Delta f)}{R_f(0)} \right| = 0.9 \right\} \quad (2.4)$$

où $R_f(\Delta f)$ représente l'autocorrélation de la fonction de transfert $H(f)$, obtenue à partir du profil puissance-retard $P(\tau)$ par transformation de Fourier, en utilisant le théorème de Wiener-Kinchine. Au sein du projet ICT FP7 OMEGA, des bandes de cohérence typiques $B_{c,90\%}$ de l'ordre de 40 kHz à 1,8 MHz ont été observées, avec une moyenne de 310 kHz.

Une particularité du canal de propagation CPL par rapport à son homologue sans fil réside dans les importantes variations temporelles qui peuvent être observées, notamment lorsque des charges ou des parties du réseau sont connectées ou déconnectées [107]. De plus, l'impédance des charges connectées au réseau varie de manière cyclique avec la fréquence de 50 Hz du secteur. Ainsi, le canal de propagation présente une variation cyclo-stationnaire, qui a été étudiée dans [108].

2.1.2 Principes de modélisation du canal

La modélisation du canal CPL SISO a été largement étudiée dans la littérature. On peut distinguer plusieurs stratégies de modélisation, comme cela est représenté dans la figure 2.3. La première stratégie, appelée modélisation statistique, est une méthode empirique basée sur un grand nombre de mesures expérimentales. L'analyse des données mesurées permet de définir un modèle sous la forme d'une expression mathématique [109, 110]. La forme mathématique du modèle n'est pas nécessairement liée au phénomène physique sous-jacent, mais est définie de manière à reproduire fidèlement les caractéristiques principales du canal étudié. Les paramètres du modèle sont définis de manière statistique, ce qui permet de générer des réalisations aléatoires différentes de la fonction de transfert, reproduisant les mêmes statistiques que les données expérimentales. Cette stratégie est parfois dénommée approche *top-down*, dans le sens où elle considère d'abord les statistiques globales du canal de propagation avant de définir des détails plus précis de la structure du canal. Cette approche fournit en général des résultats réalistes, avec l'inconvénient de nécessiter une quantité importante de données expérimentales.

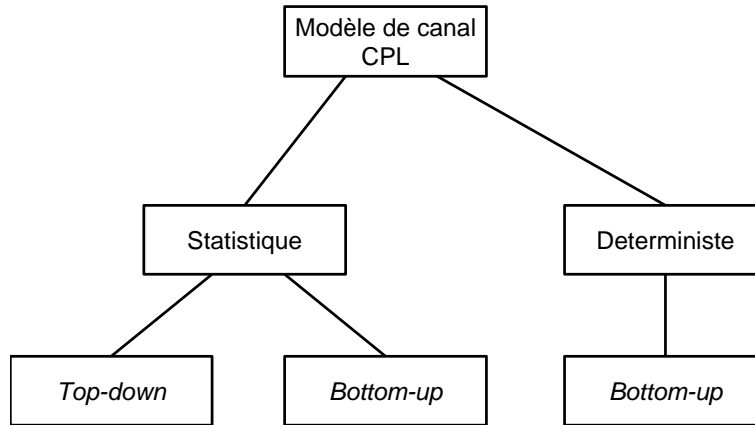


FIG. 2.3 – Différentes stratégies de modélisation du canal.

Le modèle de Zimmermann [110] est l'un des premiers exemples de ce type de modèle de canal statistique. Un modèle de fonction de transfert général est défini en considérant la propagation du signal le long de topologies simples du réseau électrique. Plus précisément, la fonction de transfert $H(f)$ est donnée en fonction de la fréquence par :

$$H(f) = A \sum_{k=1}^K g_k e^{-j \frac{2\pi d_k}{v} f} e^{-(a_0 + a_1 f^\Gamma) d_k} \quad (2.5)$$

où v représente la vitesse de l'onde électromagnétique dans le câble de cuivre, d_k et g_k représentent respectivement la longueur et le gain du k^{e} trajet de propagation, et K représente le nombre de trajets de propagation. Les paramètres a_0 , a_1 et A sont des facteurs d'atténuation empiriques, et Γ définit la courbure de la fonction d'atténuation dans le domaine fréquentiel.

Dans [110], les paramètres du modèle sont obtenus en ajustant ce modèle mathématique à un certain nombre de mesures expérimentales réalisées jusqu'à la fréquence maximale de 20 MHz. Le modèle a été amélioré par Tonello qui a fourni des statistiques de canal complémentaires [111]. En particulier, au sein du projet FP7 ICT OMEGA [30, 102], les longueurs de

trajet d_k sont générées de manière aléatoire en utilisant un processus d'arrivée de Poisson $\mathcal{P}(\Lambda)$ caractérisé par une intensité Λ de 0.2 m^{-1} . En utilisant une longueur de trajet maximale L_{max} de 800 m, le processus de Poisson génère un nombre fini de trajets K . Les gains g_k sont générés de manière aléatoire en utilisant une distribution uniforme $\mathcal{U}(g_{min}, g_{max})$ dans l'intervalle $[-1, 1]$. Ce modèle statistique du canal CPL SISO servira de base à la modélisation du canal CPL MIMO décrite dans le chapitre 3.

Un autre exemple de modélisation statistique est donné dans [112, 113], où le modèle de canal est défini sur la base de 144 mesures du canal réalisées jusqu'à une fréquence de 100 MHz. Les mesures sont réparties en 9 classes différentes en fonction de la capacité de transmission associée, et un modèle statistique est fourni pour chaque classe. J'ai eu l'occasion de participer à l'intégration de ce modèle sous la forme d'un logiciel de génération aléatoire de canaux CPL SISO [114].

La seconde stratégie de modélisation du canal est appelée modélisation déterministe. Cette méthode décrit de manière précise l'ensemble des phénomènes impliqués dans la propagation du signal de l'émetteur vers le récepteur. Elle est généralement basée sur une théorie de transmission électromagnétique bien établie. La théorie *Multiconductor Transmission Line* (MTL) est particulièrement bien adaptée au cas de la propagation CPL, car elle permet de décrire la transmission du signal selon une topologie arbitraire de conducteurs interconnectés et pour tout type de charges connectées [115]. La technique déterministe est parfois appelée approche *bottom-up*, car elle part d'une description précise du réseau électrique considéré pour en dériver un comportement global du canal. Pour la mettre en œuvre, il est nécessaire de connaître la topologie du réseau, la longueur et la section des câbles et leurs paramètres linéiques, ainsi que la description de l'impédance des différentes charges. Pour un réseau électrique donné, la méthode déterministe permet de décrire la fonction de transfert du canal de manière très précise. L'inconvénient de cette technique est qu'elle nécessite plus de ressources en termes de calculs, en particulier pour obtenir des statistiques sur un grand nombre de topologies différentes. Plus d'informations sur la modélisation déterministe du canal CPL SISO peut être trouvée dans [116–118].

Notons que certains chercheurs ont présenté des approches innovantes de modélisation, où les avantages des techniques statistique et déterministe sont combinés. Dans [119, 120], une approche *bottom-up* statistique est présentée, où la fonction de transfert est calculée à partir de la topologie exacte du réseau électrique en utilisant un algorithme déterministe. La nature statistique du modèle provient de la génération aléatoire de topologies réalistes du réseau, basée sur des règles de câblage pratiques.

2.2 Caractérisation et modélisation du bruit électromagnétique

Contrairement à de nombreux autres canaux de communication, le bruit présent sur un canal CPL ne peut pas être décrit par un modèle de bruit blanc gaussien additif. Traditionnellement, le bruit observé dans les réseaux électriques domestiques a été divisé en plusieurs catégories, suivant son origine, son niveau et sa signature dans le domaine temporel [121, 122] (voir figure 2.4).

Une première catégorie est composée du *bruit impulsif* généré par les appareils électroniques connectés au secteur, comme les alimentations à découpage, les variateurs de lumière ou les lampes fluorescentes. Ce type de bruit est de courte durée (quelques μs) mais d'un niveau

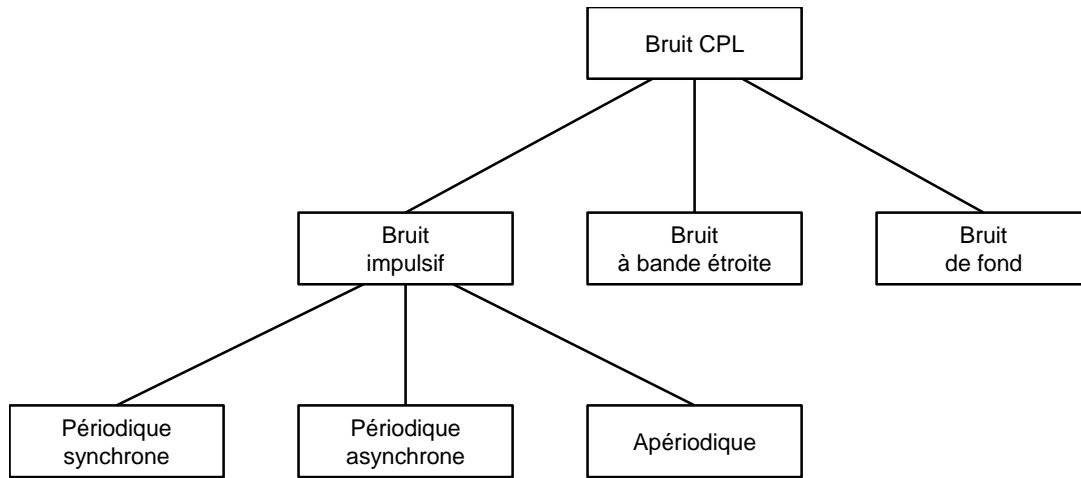


FIG. 2.4 – Classification du bruit CPL.

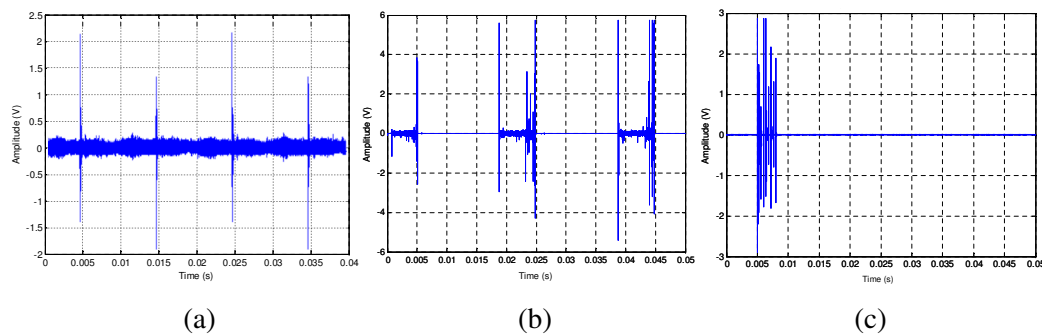


FIG. 2.5 – Exemple de bruit de impulsif CPL mesuré : périodique synchrone (a), périodique asynchrone (b), et apériodique (c) [102]

de tension relativement élevé de l'ordre de dizaines de mV à quelques V. En raison de la nature périodique du courant alternatif, les appareils connectés peuvent générer des impulsions de manière synchrone avec la période du secteur. Dans ce cas, on parle de *bruit impulsif périodique synchrone*, et la période observée est de l'ordre de 50 à 100 Hz. Un exemple de bruit impulsif synchrone généré par une alimentation à découpage est donné dans la figure 2.5 (a). D'autres sources de bruit génèrent des impulsions avec des fréquences plus élevées jusqu'à plusieurs kHz. On parle alors de *bruit impulsif périodique asynchrone*. Un exemple de ce type de bruit généré par un sèche-cheveux est donné dans la figure 2.5 (b). Finalement, de fortes impulsions peuvent également être observées de manière plus sporadique, sans aucune périodicité. Ce type de bruit est nommé *bruit impulsif apériodique*, et peut être généré par le déclenchement d'un thermostat (exemple de la figure 2.5 (c)), ou l'enclenchement d'un interrupteur. Les différentes caractéristiques du bruit impulsif ont été analysées de manière statistique à partir de données expérimentales dans [123]. Un modèle complet du bruit impulsif CPL a été proposé dans [122]. Les impulsions y sont d'abord caractérisées en termes d'amplitude, durée et taux de répétition, et le processus de génération du bruit est alors modélisé sous la forme d'une chaîne de Markov.

Enfin, notons que l'étude [124] a proposé de modéliser les impulsions à la source, puis d'estimer leur déformation en tenant compte de l'effet du canal de transmission.

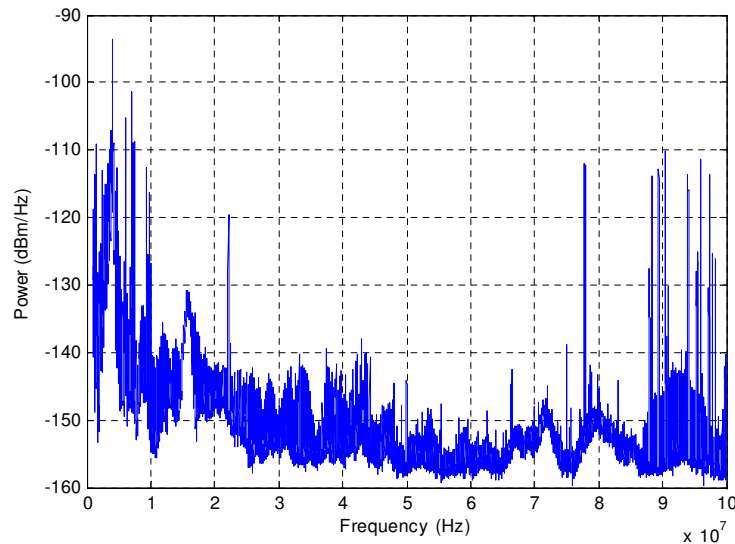


FIG. 2.6 – Exemple de bruit de fond CPL mesuré [102].

Une seconde catégorie regroupe le *bruit à bande étroite*. Ce type de signal correspond en général à des sources d'émission de radiodiffusion, provenant des bandes de fréquences à ondes courtes (OC) et à modulation de fréquence (FM), et captées par les câbles du réseau électrique. D'autres sources de bruit proviennent d'équipements électriques ou industriels à proximité du réseau considéré. Ce type de bruit génère des interférences fortes sur de longues durées, dans une bande de fréquence relativement étroite de l'ordre d'une dizaine de kHz. Il est particulièrement visible dans les mesures, comme dans la figure 2.6 autour de 22 MHz et au-dessus de 86 MHz.

Enfin, les sources de bruit restantes, qui présentent un niveau d'interférence plus faible, forment une troisième catégorie, appelée *bruit de fond* [125]. Comme le montre la figure 2.6, le bruit de fond est généralement coloré, dans le sens où sa Densité Spectrale de Puissance (DSP) est plus élevée pour les fréquences basses. Sur l'exemple typique donné dans la figure 2.6, on peut observer un niveau relativement faible, de l'ordre de -150 dBm/Hz pour les fréquences élevées. Dans [126] et [127], la DSP du bruit de fond est modélisée selon une fonction de puissance décroissante en fonction de la fréquence. Une approche similaire a été adoptée dans le projet ICT FP7 OMEGA [102], où la fonction de décroissance est complétée par un modèle de bruit en bande étroite représentant l'interférence due à la radiodiffusion. On peut aussi noter d'autres tentatives pour modéliser le bruit de fond CPL, comme par exemple la référence [128], où le modèle est généré en utilisant un réseau de neurones.

Un élément important relatif à l'ensemble des catégories de bruit est leur dépendance avec le temps. En raison de la nature aléatoire des sources de bruit, les caractéristiques du bruit reçu à une prise donnée peuvent changer de manière significative dans le temps, sur des périodes de l'ordre de la minute ou de l'heure. De plus, chaque catégorie de bruit présente un comportement cyclostationnaire, avec une période liée à la fréquence du secteur. Une étude approfondie des variations temporelles du bruit en contexte CPL SISO est présentée dans [129].

2.3 Problématique d'extraction de trajets de propagation

Cette section illustre la connaissance de l'environnement CPL à travers la problématique de l'identification des trajets de propagation à partir de mesures expérimentales. Une telle identification permet une description compacte des modèles de canaux en utilisant une approche empirique. En outre, la connaissance de la répartition des trajets multiples donne des indications précises sur la topologie du réseau électrique. Celle-ci n'est en général pas connue, étant donné que les câbles électriques d'un bâtiment ne sont pas apparents. Du point de vue du traitement du signal, l'identification des trajets peut donc être exploitée pour améliorer les performances du système CPL.

Peu d'études sont disponibles dans la littérature concernant la détection des trajets de propagation pour un système de communication filaire. Une approche basée sur l'analyse matricielle est présentée dans [130]. Cependant, cette approche fait l'hypothèse d'un canal idéal, dans lequel la forte atténuation du canal avec la fréquence n'est pas prise en compte. Nous avons étudié deux algorithmes à haute résolution pour l'identification des trajets de propagation initialement conçus pour le domaine radio : l'algorithme *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML) [131] et l'algorithme *Matrix Pencil* (MP) [132, 133]. Cette étude a été menée dans le cadre d'un stage de Mastère Recherche et publiée dans [31].

L'algorithme FDML a initialement été développé pour des signaux ULB [131], à partir d'un algorithme similaire fonctionnant dans le domaine temporel [134]. En lui apportant quelques modifications pour l'adapter au canal CPL, nous avons montré qu'il permet d'obtenir une bonne approximation des trajets du canal de propagation. Cependant, cet algorithme est d'une grande complexité computationnelle, en raison de sa structure itérative. Pour résoudre ce problème, nous avons testé la méthode MP, basée sur un calcul matriciel direct. A titre d'illustration, l'adaptation de l'algorithme MP et les résultats obtenus sont présentés dans les sections suivantes. Plus de détails sur l'application de l'algorithme FDML ainsi qu'une étude comparative des techniques FDML et MP peuvent être trouvés dans [31].

Pour les besoins de l'étude, nous utilisons le modèle de canal analytique de Zimmermann, présenté dans l'équation (2.5). Nous avons sélectionné ce modèle parce qu'il peut être exprimé par une formulation mathématique simple, et qu'il est particulièrement adapté aux spécificités du canal CPL.

Notons qu'à partir de l'équation (2.5), nous pouvons définir plusieurs quantités utiles dans la suite des développements. L'affaiblissement du canal dans le domaine fréquentiel pour le k^e trajet est donnée par :

$$A(f, d_k) = e^{-(a_0 + a_1 f^\Gamma) d_k} \quad (2.6)$$

Nous rappelons que les paramètres a_0 , a_1 et A sont des facteurs d'atténuation empiriques, et Γ définit la courbure de la fonction d'atténuation dans le domaine fréquentiel.

D'autre part, le retard τ_k du k^e trajet est lié à sa longueur d_k et à la vitesse v de transmission des ondes le long du câble de cuivre selon :

$$\tau_k = \frac{d_k}{v} \quad (2.7)$$

2.3.1 Description de la méthode *Matrix Pencil*

Un algorithme d'identification de trajets de propagation cherche à répondre à la question suivante : quelle est la valeur optimale du vecteur réel $\{g_k ; \tau_k\}_{k \in [1;K]}$, tel que la fonction de transfert simulée par l'équation (2.5) soit la plus proche de la fonction de transfert mesurée $H_{mes}(f)$? Pour la résoudre, nous avons étudié l'applicabilité de la méthode MP.

L'algorithme *Matrix-Pencil* [132, 133] est une méthode matricielle appliquée dans le monde du traitement de la parole qui a semblé envisageable dans l'estimation des trajets qui constituent le canal CPL. Il s'agit d'une technique générale permettant de déterminer les paramètres d'une somme d'exponentielles complexes. Cette méthode peut être appliquée à un signal discret $y(n)$ sous la forme suivante :

$$y(n) = \sum_{k=1}^K g_k z_k^n + w(n) \quad (2.8)$$

où $\{g_k\}_{k=1,\dots,K}$ et $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ représentent respectivement l'amplitude et le facteur exponentiel des K termes de la somme, et $w(n)$ représente le bruit.

L'algorithme MP permet d'estimer K , $\{g_k\}_{k=1,\dots,K}$ et $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ en présence du bruit $w(n)$, à partir du signal échantillonné $y(n)$, où $n=0, \dots, N-1$. L'algorithme est décrit de manière détaillée dans [133], nous en rappelons ici les étapes principales. Notons également que la référence [130] applique une variante de cet algorithme au cas du canal CPL.

La première étape consiste à évaluer le paramètre K (dans notre cas, le nombre de trajets significatifs). Une matrice $[Y]$ est construite de la manière suivante :

$$[Y] = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(L) \\ y(1) & y(2) & \dots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \dots & y(N-1) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

où N est le nombre d'échantillons des données, et L est un paramètre de l'algorithme choisi entre $N/3$ et $N/2$ pour une meilleure immunité face au bruit [133].

La matrice $[Y]$ est ensuite décomposée par la transformation *Singular Value Decomposition* (SVD) de façon à obtenir :

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^\dagger \quad (2.10)$$

où \dagger représente l'opérateur transposé conjugué, et $[\Sigma]$ est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières σ_i de la matrice $[Y]$ ⁽¹⁾. K est le nombre de valeurs singulières qui vérifient la relation suivante :

$$\frac{\sigma_i}{\max_i \sigma_i} \geq 10^{-p} \quad (2.11)$$

où p définit un seuil en dessous duquel les valeurs singulières sont considérées en dessous du niveau du bruit.

La seconde étape consiste à déterminer les valeurs $\{z_k\}_{i=1,\dots,K}$. On construit la matrice $[V'] = [v_1, v_2, \dots, v_K]$ où les vecteurs v_k sont les K vecteurs de la matrice $[V]$ correspondant aux

⁽¹⁾Les matrices $[U]$ et $[V]$ sont des matrices unité composées respectivement des vecteurs propres de $[Y][Y]^\dagger$ et $[Y]^\dagger[Y]$.

K valeurs propres dominantes. Les matrices $[V'_1]$ et $[V'_2]$ sont obtenues à partir de la matrice $[V']$ en éliminant respectivement la dernière ligne et la première ligne de $[V']$. On définit alors :

$$[Y_1] = [U][\Sigma'][V'_1]^\dagger \quad (2.12)$$

$$[Y_2] = [U][\Sigma'][V'_2]^\dagger \quad (2.13)$$

où $[\Sigma']$ est construite à partir des K colonnes dominantes de $[\Sigma]$.

Il a été montré dans [132] qu'à condition que $K \leq L \leq N - K$, les z_k sont les valeurs propres du produit $[Y_1]^+ [Y_2]$ où le signe $+$ désigne le pseudo-inverse de la matrice $[Y_1]$ ⁽²⁾. Une bonne résolution est trouvée pour l'estimation des z_k jusqu'à un SNR de 20 à 25 dB [133].

Une fois K et les valeurs $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ déterminés, la dernière étape consiste à définir les valeurs de $\{g_k\}_{i=1,\dots,K}$. Pour cela, on peut reformuler le problème donné par l'équation (2.8) sous la forme :

$$[y] = [Z][g] + [w] \quad (2.14)$$

où les matrices $[y], [Z], [g]$, et $[w]$ sont définies par :

$$[y] = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ z_1 & \dots & z_K \\ \vdots & & \vdots \\ z_1^{N-1} & \dots & z_K^{N-1} \end{bmatrix}, [g] = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_K \end{bmatrix}, [w] = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La solution de l'équation (2.14) qui minimise la puissance de bruit $\|w\|^2$ est donnée par :

$$[g] = \left\{ [Z]^\dagger [Z] \right\}^{-1} [Z]^\dagger [y] \quad (2.16)$$

pourvu que la matrice Z soit de rang plein, ce qui est le cas dès lors que $N > M$.

2.3.2 Application de l'algorithme MP au cas du canal CPL

En considérant dans un premier temps $A(f, d)$ comme unitaire, et en échantillonnant la fonction de transfert du canal avec un pas Δf , l'équation (2.5) se met sous la forme :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K g_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (2.17)$$

En faisant l'identification $z_k = e^{-j2\pi \Delta f \tau_k}$, l'équation (2.17) peut être reformulée :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K g_k z_k^n \quad (2.18)$$

ce qui correspond à la forme canonique du formalisme MP de l'équation (2.8). L'algorithme MP peut donc être directement utilisé pour identifier les trajets du canal CPL si on néglige l'atténuation $A(f, d)$.

⁽²⁾Le pseudo-inverse de $[Y_1]$ est défini par $\{[Y_1]^\dagger [Y_1]\}^{-1} [Y_1]^\dagger$.

Afin de vérifier l'applicabilité de l'algorithme MP pour un canal CPL réaliste, il convient d'étudier l'impact de l'inclusion d'un terme $A(f, d)$ non unitaire. Supposons d'abord que l'on a $\Gamma = 1$. L'équation (2.5) échantillonnée devient :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K e^{-(a_0+a_1n\Delta f)\tau_k v} g_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (2.19)$$

En identifiant cette fois $\tilde{g}_k = g_k e^{-a_0\tau_k v}$ et $z_k = e^{-\Delta f(a_1 v + j2\pi)\tau_k}$, l'équation (2.19) peut être reformulée dans la forme canonique :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K \tilde{g}_k z_k^n \quad (2.20)$$

L'algorithme MP peut donc également être directement utilisé. Pour obtenir la valeur des couples $\{g_k, \tau_k\}_{k=1,\dots,K}$ à partir des valeurs $\{\tilde{g}_k, z_k\}_{k=1,\dots,K}$, il est nécessaire d'introduire une étape d'estimation des paramètres a_0 , a_1 et Γ du modèle d'atténuation (équation (2.6)). En supposant que l'atténuation totale est surtout influencée par l'atténuation du trajet de propagation principal, cette estimation peut être faite en minimisant l'erreur quadratique entre le spectre mesuré et l'atténuation correspondant à un seul trajet de propagation [31].

Finalement, dans le cas général où $\Gamma \in [0.5, 1]$, il n'est pas possible de mettre l'équation (2.5) sous la forme canonique de l'algorithme MP. Pour étudier l'impact de l'atténuation fréquentielle sur la réponse impulsionnelle, nous calculons la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau)$ à partir de la fonction de transfert du canal par transformée de Fourier inverse :

$$h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi f\tau} df = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K e^{-(a_0+a_1 f^\Gamma)\tau_k v} g_k e^{-j2\pi f\tau_k} e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.21)$$

En utilisant le fait que la fonction de transfert du canal présente une symétrie hermitienne, on obtient :

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^K g_k e^{-a_0\tau_k v} a(\tau, \tau_k) \quad (2.22)$$

où $a(\tau, \tau_k)$ est la représentation temporelle du filtre d'atténuation fréquentielle :

$$a(\tau, \tau_k) = 2 \int_0^{\infty} e^{-a_1 f^\Gamma \tau_k v} \cos(2\pi f(\tau - \tau_k)) df \quad (2.23)$$

La figure 2.7 représente l'évolution de la fonction $a(\tau, \tau_k)$ pour différentes valeurs de retard τ_k et différentes valeurs de courbure Γ . On remarque (figure 2.7 (a)) que le lobe principal du filtre d'atténuation s'élargit avec le retard, ce qui se concrétisera par une baisse de résolution pour les trajets distants. D'autre part, la figure 2.7 (b) montre que l'atténuation et la largeur du lobe principal augmentent avec le paramètre Γ .

Pour appliquer l'algorithme MP dans le cas d'une atténuation non unitaire, nous avons choisi de supposer dans un premier temps la valeur de Γ égale à 1. Les tests effectués sur des mesures expérimentales montrent que cette hypothèse affecte peu l'identification du nombre de trajets

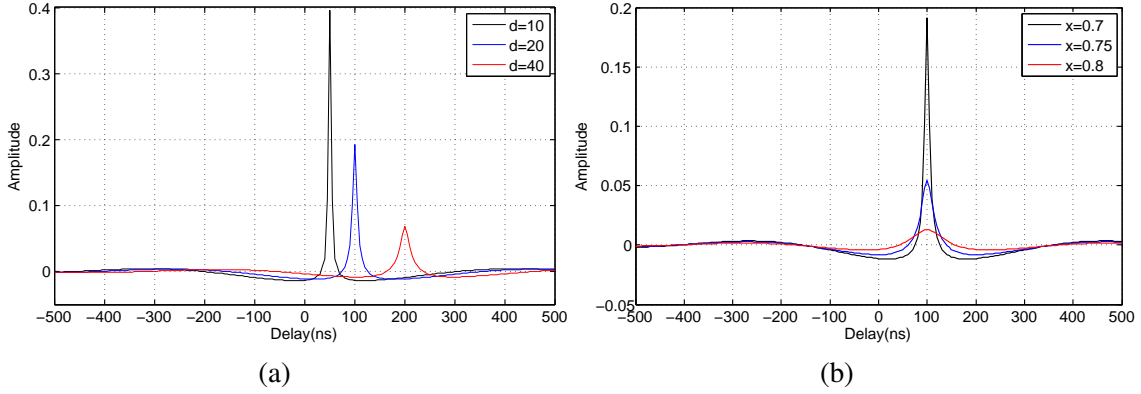


FIG. 2.7 – Filtre d'atténuation $a(\tau, \tau_k)$ pour $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$. $\Gamma = 0.7$ et $\tau_k \in [50 \text{ ns}, 100 \text{ ns}, 200 \text{ ns}]$ ($d_k \in [10 \text{ m}, 20 \text{ m}, 40 \text{ m}]$) (a), $\tau_k = 100 \text{ ns}$ ($d_k = 20 \text{ m}$) et $\Gamma \in [0.7, 0.75, 0.8]$ (b).

significatifs K et des valeurs des retards $\{\tau_k\}_{k=1,\dots,K}$. Par la suite, l'amplitude réelle des trajets $\{g_k\}_{k=1,\dots,K}$ reste correctement estimée par la procédure d'optimisation que constitue la dernière étape de l'algorithme MP.

Une autre modification de l'algorithme consiste à corriger l'ensemble de trajets obtenus. En définissant une résolution finale arbitraire R , tous les trajets avec un retard compris dans le même intervalle de durée R sont regroupés en un trajet unique. Le retard de ce trajet est calculé comme une moyenne pondérée des retards des trajets individuels. Son amplitude est donnée par la somme des amplitudes des trajets individuels. De plus, les trajets présentant une amplitude plus faible qu'un certain seuil g_{\min} sont éliminés, afin de minimiser l'apparition d'artéfacts.

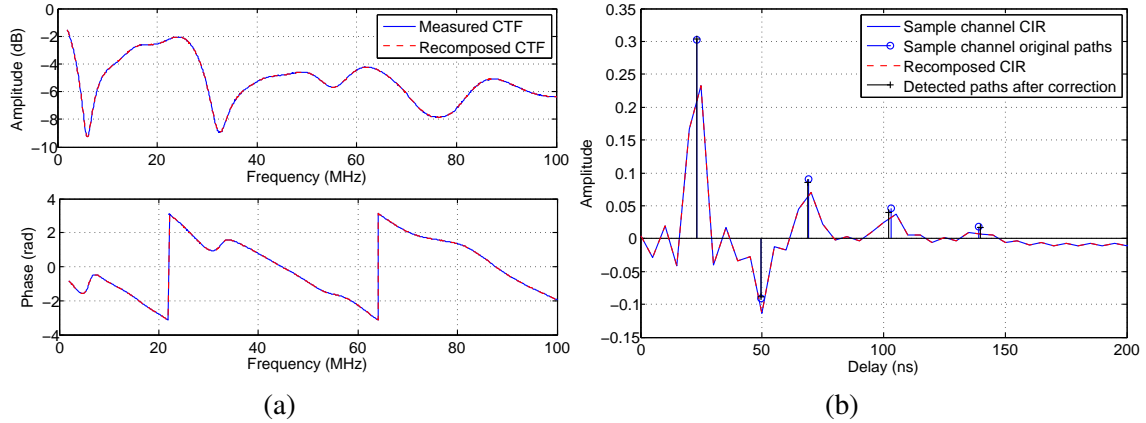


FIG. 2.8 – Exemple d'application de l'algorithme MP. *Fonction de transfert* (a) et *réponse impulsionnelle* (b).

La figure 2.8 présente les résultats de l'algorithme MP appliqué sur un canal test composé de 5 trajets. Une atténuation est appliquée à ces trajets suivant l'équation (2.6) avec les paramètres $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$ et $\Gamma = 0.7$, et on ajoute au signal obtenu un bruit blanc additif gaussien établissant un rapport signal à bruit de 50 dB. La bande d'analyse s'étend de

2 MHz à 100 MHz. On remarque que l'identification des trajets est très satisfaisante, malgré l'approximation initiale faite sur le paramètre Γ .

2.3.3 Validation sur des mesures expérimentales

Cette section présente la validation de l'algorithme MP sur des mesures de réseaux expérimentaux. Dans un premier temps, des mesures ont été réalisées sur un réseau expérimental isolé du réseau d'énergie. Ainsi, les mesures ne sont pas affectées par le bruit impulsif présent sur le réseau d'énergie. La topologie du réseau électrique considéré est donnée par la figure 2.9 (a). On remarque que les 4 prises du réseau sont largement espacées, ce qui facilite la détection de leur position. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E5071C dont les ports d'entrée et de sortie sont connectés sur le réseau électrique par des coupleurs branchés sur les prises P_{in} et P_{out} . Les prises P_{aux1} et P_{aux2} sont laissées en circuit ouvert. La fonction de transfert $H(f)$ est obtenue entre les fréquences 30 kHz et 100 MHz par une mesure du paramètre S_{21} .

La figure 2.9 (b) présente la réponse impulsionnelle mesurée et les trajets détectés. On remarque que malgré le faible nombre de trajets sélectionnés par l'algorithme (10), la réponse impulsionnelle reconstituée est fidèle à la réponse impulsionnelle mesurée. Ceci montre que l'identification des trajets de propagation est un outil efficace pour modéliser le canal de transmission CPL de façon compacte. Le tableau 2.1 donne la position des différents trajets détectés. La longueur supplémentaire correspond à la moitié de la différence entre le trajet considéré et le trajet direct. On peut clairement identifier sur chacun des 5 premiers trajets la longueur de la branche du réseau expérimental sur laquelle a lieu une double réflexion. Les trajets suivants correspondent à des réflexions multiples sur plusieurs branches du réseau.

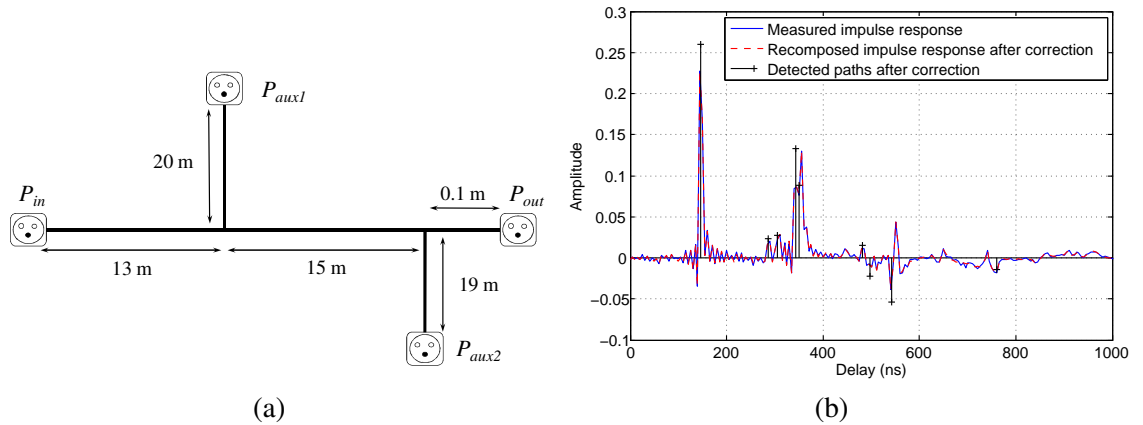


FIG. 2.9 – Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau expérimental. *Topologie du réseau expérimental (a) et trajets de propagation détectés sur la mesure (b).*

Finalement, nous avons également appliqué l'algorithme MP sur des mesures réalisées dans un réseau résidentiel. Ce réseau correspond à un cas réel, connecté à la tension d'alimentation (220 V), et constitué d'un grand nombre de branches. La mesure a été effectuée entre les fréquences 30 kHz et 100 MHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. La figure 2.10 donne les résultats de la mesure et les trajets détectés. Encore une fois, on peut observer la grande

Trajet n°	Position (m)	Longueur supplémentaire (m)
1	29.23	0.00
2	57.11	13.94
3	61.04	15.91
4	68.60	19.69
5	70.22	20.49
6	96.21	33.49
7	99.43	35.10
8	108.57	39.67
9	152.00	61.38

TAB. 2.1 – Position des trajets détectés sur le réseau expérimental

similitude entre la mesure et le canal synthétique reconstitué à partir des trajets détectés, à la fois sur la fonction de transfert (a) et sur la réponse impulsionnelle (b).

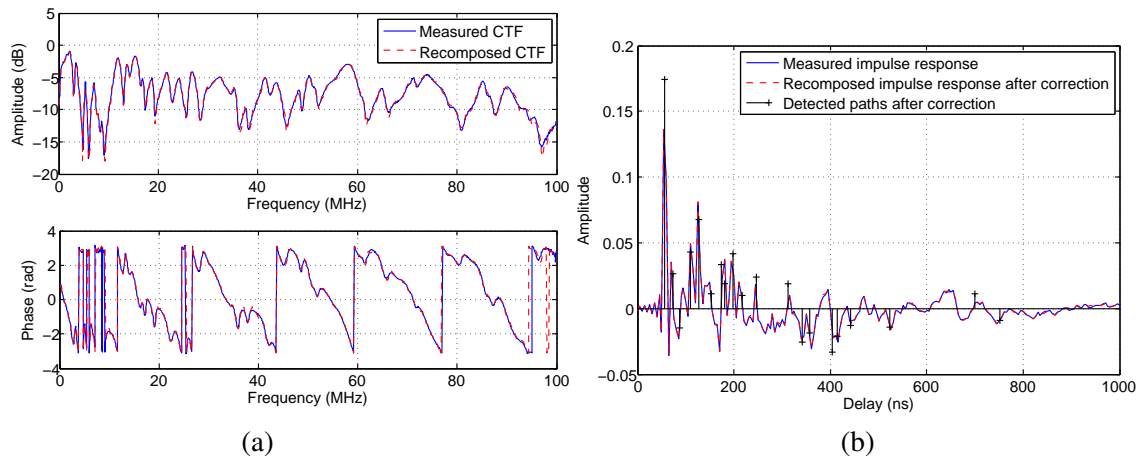


FIG. 2.10 – Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau domestique. *Fonction de transfert (a) et réponse impulsionnelle (b).*

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques de l'environnement de transmission dans les réseaux électriques domestiques, pour les systèmes CPL-BB dans la bande de fréquence de 2 à 100 MHz. Le canal de propagation CPL est constitué de nombreux trajets multiples, qui génèrent une dispersion du signal, de manière similaire aux canaux radioélectriques. Du point de vue de la fonction de transfert du canal, cette dispersion se traduit par une forte sélectivité fréquentielle. Contrairement aux canaux de communication sans-fil, la fonction de transfert du canal CPL présente également un effet passe-bas, l'affaiblissement augmentant de manière significative avec la fréquence.

Les caractéristiques du bruit électromagnétique présent sur les lignes électriques sont très différentes de celles du bruit classique rencontré dans le domaine radio. Le bruit impulsif présente une signature typique dans le domaine temporel, qui est parfois périodique avec la fréquence du courant alternatif. Ces fortes impulsions corrompent le signal transmis et nécessitent la retransmission des données. Dans le domaine fréquentiel, le bruit à bande étroite correspond à des signaux radioélectriques captés par le réseau, provenant notamment des services de radio-diffusion dans les bandes OC et FM. Le bruit de fond présente une décroissance avec la fréquence et peut se réduire jusqu'à des valeurs de l'ordre de -150 dBm/Hz.

Il est à noter que les caractéristiques du canal et du bruit peuvent varier fortement en fonction des charges connectées au réseau. En particulier, l'impédance de ces charges varie de manière cyclique avec la période de 50 Hz du secteur. Ainsi, la fonction de transfert du canal et le bruit font l'objet d'une variation cyclostationnaire avec une période de 10 ou 20 ms.

Plusieurs modèles de canal ont été proposés dans la littérature pour les communications CPL mono-capteur. La mesure expérimentale du canal permet d'établir des modèles statistiques, tandis que les méthodes basées sur la théorie des lignes de transmission fournissent des modèles déterministes. L'adaptation de ces modèles à la transmission multi-capteurs, ou MIMO, fait l'objet des études présentées au chapitre 3.

Enfin, la modélisation du canal SISO a été illustrée par une étude de l'identification des trajets de propagation dans un réseau électrique à partir de mesures expérimentales. L'algorithme MP a été adapté au cas particulier du canal CPL et validé sur des mesures effectuées en laboratoire et sur un réseau résidentiel. Ces résultats prometteurs permettent d'envisager l'implémentation pratique de l'algorithme MP et l'exploitation des informations sur la topologie du réseau pour améliorer les performances des systèmes de communication CPL.

Chapitre 3

Application des techniques multi-capteurs au CPL

L'une des principales évolutions récentes dans le domaine du CPL-BB concerne l'application de la technologie *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) aux communications sur réseaux d'énergie [32]. La technique MIMO, initialement conçue dans domaine de la radio, consiste à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, ce qui offre un gain important en termes de capacité de transmission. J'ai proposé d'étudier l'adaptation du MIMO au réseau électrique, à travers une thèse démarrée en 2008 [38]. Une transmission CPL classique utilise deux câbles électriques, la phase (P) et le neutre (N), pour réaliser une transmission différentielle. En utilisant de façon complémentaire le câble de terre (T), il est possible d'exploiter plusieurs modes de transmission à l'émetteur et au récepteur, créant ainsi un canal MIMO. La mise en œuvre de cette technique est détaillée dans la section 3.1.

Par une série de mesures réalisées jusqu'à 100 MHz, nous avons pu démontrer que cette technique permet un quasi-doublement de la capacité de transmission (gain de l'ordre de 90%), en utilisant des algorithmes de traitement du signal MIMO similaires aux systèmes radio multi-capteurs [34, 135]. J'ai pu valider cette approche au sein du groupe *Specialist Task Force 410* de l'ETSI, auquel j'ai contribué de 2010 à 2012 avec 6 autres experts européens. A travers une campagne de mesure réalisée dans 6 pays d'Europe, nous avons analysé les caractéristiques de transmission et de bruit du canal CPL, ainsi que le rayonnement électromagnétique involontaire associé à la technique MIMO [35–37]. Les campagnes expérimentales réalisées et leur analyse en terme de capacité sont décrites dans la section 3.2.

Les résultats de cette étude statistique ont été publiés dans les rapports ETSI TR 101 562-1, ETSI TR 101 562-2, et ETSI TR 101 562-3 [68, 136, 137]. Ils montrent que la technique MIMO apporte un gain significatif sur tous types de réseaux électriques, sans générer un excès de perturbations électromagnétiques. Dans le but de reproduire cet effet du canal CPL en simulation, nous avons proposé des modèles statistiques de canal et de bruit en contexte MIMO [38, 39, 138, 139]. Ces modèles mathématiques génèrent des réalisations aléatoires du canal tout en conservant les propriétés statistiques observées expérimentalement, notamment la corrélation des différentes voies de communication. Ils sont présentés dans les sections 3.3 et 3.4.

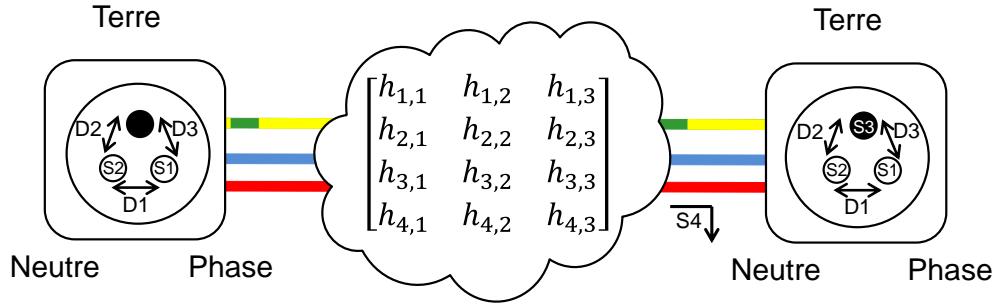


FIG. 3.1 – Illustration de la transmission CPL MIMO sur un réseau électrique domestique.

3.1 Principe de la transmission CPL MIMO

La technologie MIMO consiste à utiliser simultanément plusieurs capteurs à l'émetteur et au récepteur d'un système de communication. Elle a été largement étudiée et mise en œuvre dans le domaine des transmissions sans fil dans les 20 dernières années [140]. L'idée d'appliquer un traitement du signal de type multi-capteurs à la transmission sur le réseau électrique apparaît initialement dans les références [141–144]. En général, il s'agit de réseaux tri-phasés, et ces premières études font l'hypothèse d'une parfaite isolation entre les câbles. L'utilisation de la technique MIMO est considérée dans [145] en tenant compte du couplage entre les lignes, dans le cadre d'un câble de puissance industriel à quatre conducteurs. Notons également que les techniques de codage espace-temps apparaissent également pour exploiter la diversité fréquentielle du canal SISO [146] ou dans le cadre de systèmes SISO distribués [147].

L'application de la technique MIMO pour les communications CPL dans le domaine résidentiel a été proposée pour la première fois dans [148] et [149]. L'idée consiste à utiliser les trois câbles disponibles, la phase (P), le neutre (N) et la terre (T), de manière à former un canal multi-capteurs. La figure 3.1 illustre ce concept et présente les différents modes de transmission et de réception.

Les systèmes CPL SISO injectent généralement le signal de manière différentielle entre les conducteur P et N. En utilisant un coupleur différentiel multi-capteurs, tel que le coupleur de type Delta présenté dans le chapitre 1, il est possible d'injecter le signal selon trois modes différentiels différents, le port P-N, le port N-T et le port T-P. Ces ports différentiels sont parfois notés respectivement $D1$, $D2$, et $D3$. Notons que dans cet ensemble, seuls deux ports peuvent être soumis à une tension arbitraire, la loi de Kirchhoff imposant la tension sur le troisième port. Il est ainsi possible d'injecter deux signaux indépendants dans un canal CPL multi-capteurs.

Au niveau du récepteur, la même stratégie de réception différentielle peut être adoptée. De manière alternative, il est possible de mesurer la tension entre chaque conducteur et une masse locale en utilisant un coupleur de type Star (voir chapitre 1). Une masse locale est présente dès que l'on dispose d'une surface métallique suffisamment grande, comme par exemple le support d'un écran de télévision. De manière intéressante, ce type de réception permet également de recevoir le courant de mode commun, ou courant de fuite, qui apparaît lors de la transmission sur les câbles électriques. Au total, il est possible d'exploiter jusqu'à 4 ports de réception, notés respectivement $S1$, $S2$, et $S3$ pour les conducteurs P, N et T, et $S4$ pour la réception du mode commun.

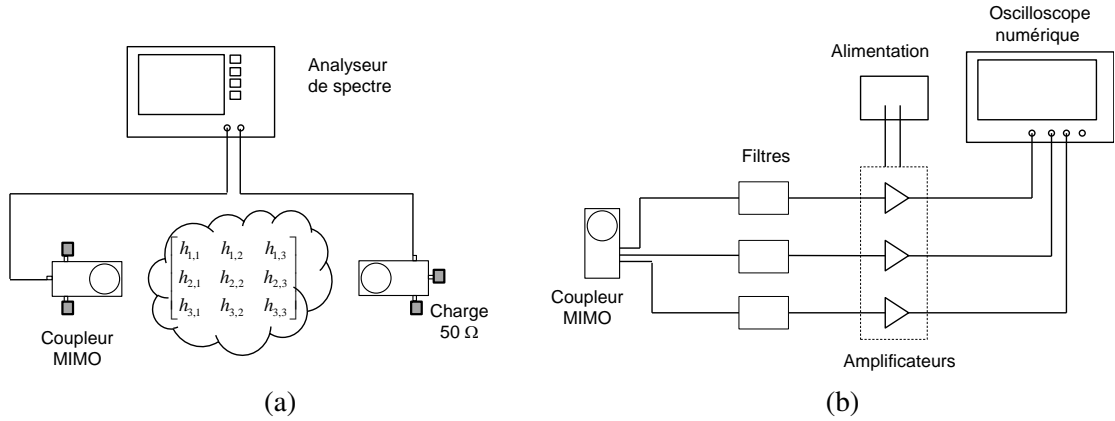


FIG. 3.2 – Montage des équipements de mesure du canal CPL MIMO. Mesure du canal (a) et mesure du bruit (b).

Afin de vérifier l'impact de la technique MIMO sur la capacité du canal CPL, et pour optimiser le traitement du signal MIMO pour le réseau électrique résidentiel, il est nécessaire de caractériser les propriétés physiques du canal de transmission. Pour cela, la mise à disposition d'une importante base de données de mesures expérimentales est nécessaire. A partir de ces données, il est alors possible de quantifier les paramètres dimensionnants pour la définition des systèmes de transmission. Plus spécifiquement pour les systèmes MIMO, la corrélation entre les différents trajets de propagation impacte directement le gain offert en capacité. Par ailleurs, le niveau et la structure du bruit présent sur la ligne est un facteur primordial pour déterminer les performances du système. Des activités de mesure et de caractérisation du canal CPL MIMO ont ainsi démarré en parallèle aux Etats-Unis [150–152] et en Europe [35–37]. Les sections suivantes présentent les campagnes de mesure du canal et du bruit CPL MIMO réalisées dans le cadre de la thèse [38], puis au sein du groupe *Specialist Task Force 410* de l'ETSI.

3.2 Campagnes de mesures CPL MIMO et analyse de la capacité

3.2.1 Campagne de mesures Orange Labs

Nos premières mesures du canal de propagation CPL MIMO ont été réalisées sur un réseau électrique expérimental d'Orange Labs, non connecté au secteur de 230 V, composé de quatre prises et de quatre sections de câbles sur une longueur d'environ 60 m [34, 135]. La même procédure de mesure a été reproduite de façon à couvrir 5 maisons individuelles, avec des configurations variables en termes de taille et d'ancienneté du réseau électrique [138]. Une dizaine de fonctions de transfert a été mesurée dans chaque maison. Les coupleurs utilisés étaient de type Delta à l'émission et à la réception. Ainsi, la fonction de transfert $H(f)$ mesurée correspond à une matrice 3×3 . Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel sur la bande de fréquence de 2 kHz à 150 MHz. Comme le montre la figure 3.2 (a), des impédances de 50 Ω sont connectées sur les ports non utilisés des coupleurs afin de conserver l'équilibre entre les charges lors de la mesure.

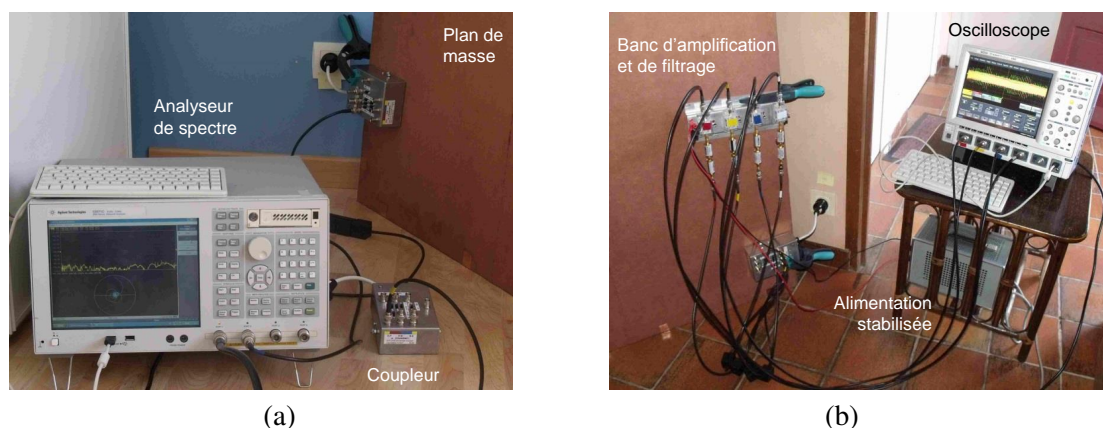


FIG. 3.3 – Équipements utilisés lors de la campagne ETSI STF 410. Mesure du canal (a) et mesure du bruit (b).

La figure 3.2 (b) présente le montage développé pour la mesure du bruit [139]. Afin de pouvoir étudier la corrélation entre les signaux de bruit observés sur chaque port de réception, il était important de réaliser la mesure de manière simultanée sur les trois ports. La mesure a donc été réalisée à l'aide d'un oscilloscope numérique à plusieurs entrées, avec un taux d'échantillonnage de 500 MS/s. La durée d'observation a été fixée à 20 ms, ce qui correspond à une période du cycle du secteur à 50 Hz. Etant donné le faible niveau du signal mesuré, un étage d'amplification a été réalisée à l'aide d'amplificateurs faible bruit fournissant un gain de 28 dB sur la bande de 0 à 500 MHz. Enfin, sur chaque port de réception, un banc de filtres passe-bande identiques est utilisé dans 4 configurations différentes : la bande de 2 à 100 MHz, la bande de 2 à 88 MHz, la bande de 30 à 100 MHz, et la bande de 30 à 88 MHz. L'avantage de ces configurations de filtres différentes est de permettre de filtrer des signaux de forte puissance, comme les réceptions des signaux des bandes OC et FM. Ce montage expérimental de mesure du bruit a été repris dans le cadre de la campagne réalisée par le groupe *Specialist Task Force 410* de l'ETSI, décrite dans les paragraphes suivants.

3.2.2 Campagne de mesures ETSI STF 410

Afin de collecter une base de données représentative du canal CPL MIMO résidentiel, l'ETSI a démarré le groupe *Specialist Task Force 410* en 2010. En définissant une méthodologie de mesure commune, des mesures de canal, de bruit et de rayonnement ont été réalisées au total dans 44 bâtiments de 6 pays différents : l'Allemagne, la Belgique, l'Espagne, la France, l'Italie et le Royaume-Uni. Des coupleurs MIMO identiques ont été utilisés par chaque équipe [68]. Ces coupleurs sont de type Delta à l'émission, permettant la transmission sur les trois ports différentiels $D1$ à $D3$, et de type Star à la réception, de façon à recevoir sur les quatre ports $S1$ à $S4$, incluant la réception du mode commun. Ainsi, les mesures de la fonction de transfert du canal consistent en des matrices $H(f)$ de taille 4×3 .

La figure 3.3 illustre les équipements utilisés pour les mesures de canal et de bruit, similaires aux équipements employés dans la campagne menée à Orange Labs. Le coupleur est visible sur le montage de mesure du canal (figure 3.3 (a)). Afin de stabiliser la mesure sur les ports $S1$ à

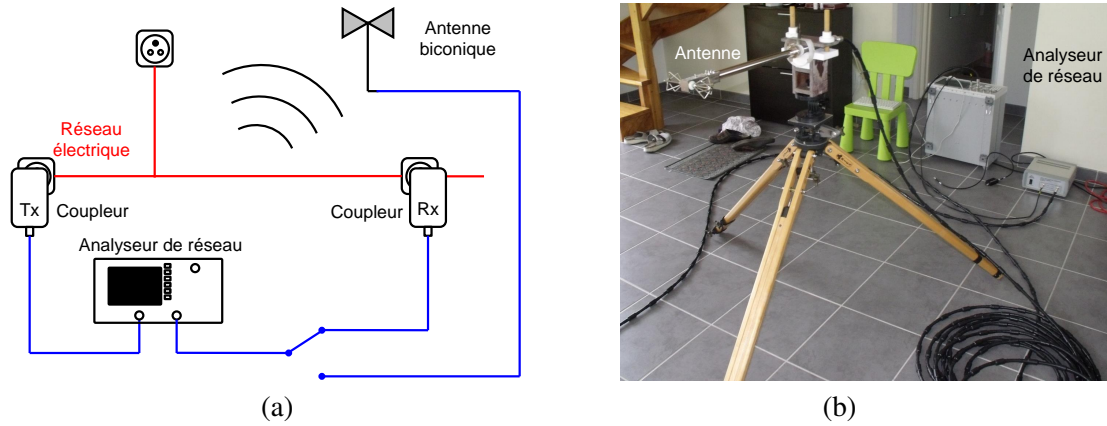


FIG. 3.4 – Equipement de mesure CEM de la campagne ETSI STF 410. Schéma de principe (a) et mise en œuvre (b).

S_4 , un plan de masse métallique de 1 m^2 a été disposé au niveau du récepteur. La fonction de transfert du canal a été mesurée successivement pour les 12 combinaisons de ports d'émission et de réception entre 1 et 100 MHz. Les mesures de canal ont été réalisées dans 35 bâtiments, réunissant un total de 351 matrices de canal CPL MIMO 4×3 .

Sur la figure 3.3 (b), on peut observer que les mesures de bruit ont été réalisées en parallèle sur les 4 ports de réception S_1 à S_4 . Ces mesures de bruit multi-capteurs ont été réalisées dans 31 bâtiments, sur 4 prises par habitation en moyenne. Sur chaque prise, le signal a été observé sur 4 ports de réception en utilisant 4 configurations de filtrage différentes. Au total, 1928 mesures de 20 ms chacune forment l'ensemble de données disponibles pour l'étude statistique.

En complément des mesures précédentes, la campagne ETSI STF 410 a aussi mis en œuvre des mesures de CEM. La figure 3.4 présente le montage expérimental utilisé pour ce type de mesures. Les données collectées sont des mesures de fonction de transfert réalisées à l'analyseur de réseau vectoriel. Dans un premier temps, la fonction de transfert du canal MIMO est mesurée entre un coupleur d'émission et un coupleur de réception. Dans un second temps, le coupleur de réception est remplacé par une antenne située à une position arbitraire à l'intérieur ou à l'extérieur du bâtiment. L'antenne utilisée est une antenne active de type biconique large bande. En connaissant la puissance d'émission des systèmes CPL, il est alors possible d'évaluer le champ électrique rayonné et d'étudier les contraintes de CEM associées. Les résultats de cette étude ne sont pas détaillés dans ce mémoire, mais sont disponibles dans [35, 136]. Ils ont montré que l'injection de signal sur les modes différentiels en configuration MIMO n'entraîne pas de rayonnement supplémentaire par rapport à la transmission classique CPL SISO. Les données obtenues lors de la campagne seront exploitées au chapitre 5 afin d'évaluer une méthode de mitigation du rayonnement involontaire.

3.2.3 Capacité des canaux CPL MIMO

Une première étape pour l'évaluation de la technique MIMO consiste à évaluer le gain en capacité de canal offert par cette innovation. La notion de capacité de canal a été développée par Shannon dans [153]. Selon la théorie de l'information, il est possible de transmettre des données

numériques avec un taux d'erreur arbitrairement bas, tant que le débit est inférieur à la capacité du canal.

Dans le contexte radio, et avec l'hypothèse que la matrice fonction de transfert du canal $H(f)$ est parfaitement connue à l'émetteur, il a été démontré que la capacité croît linéairement avec le nombre d'antennes. Cependant, dans la pratique, la capacité est fortement liée aux contraintes du canal, et en particulier à la corrélation spatiale entre les différents capteurs [154].

Un exemple de fonction de transfert mesurée dans un bâtiment en Espagne dans le cadre de la campagne ETSI STF 410 est donnée dans la figure 3.5. Notons que pour des raisons de clarté, seuls les 4 canaux utilisant le port d'émission P-N ($D1$) sont représentés. On constate une corrélation forte entre les différents sous-canaux, ce qui peut questionner quant aux gains effectifs de la technique MIMO appliquée au CPL.

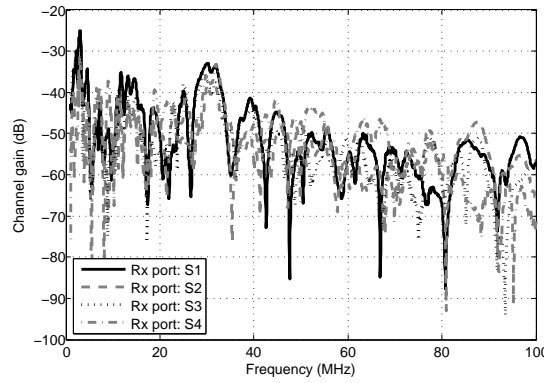


FIG. 3.5 – Exemple de fonction de transfert mesurée lors de la campagne ETSI STF 410 (port d'émission : $D1$).

Pour un canal SISO mono-porteuse, la capacité du canal C_{SISO} est donnée en bit/s par :

$$C_{SISO} = B \times \log_2(1 + \rho) \quad (3.1)$$

où B représente la largeur de bande du canal en Hz, et ρ représente le rapport signal à bruit au récepteur.

Pour une transmission multi-porteuse de type OFDM, avec L porteuses définies aux fréquences f_1 à f_L avec un espacement inter-porteuses Δf , l'équation (3.1) devient :

$$C_{SISO} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2(1 + \rho(f_l)) \quad (3.2)$$

Pour une certaine DSP $P(f)$ définie en W/Hz au point d'émission et en notant $N(f)$ la DSP du bruit à la réception en W/Hz, l'équation (3.3) peut être détaillée :

$$C_{SISO} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2\left(1 + \frac{P(f_l)|H(f_l)|^2}{N(f_l)}\right) \quad (3.3)$$

Dans le cas d'une transmission MIMO impliquant N_{tx} ports d'émission et N_{rx} ports de réception, la fonction de transfert du canal est représentée par une matrice $N_{rx} \times N_{tx}$ donnée par :

$$H(f) = \begin{bmatrix} H_{11}(f) & H_{12}(f) & \dots & H_{1N_{tx}}(f) \\ H_{21}(f) & H_{22}(f) & \dots & H_{2N_{tx}}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_{rx}1}(f) & H_{N_{rx}2}(f) & \dots & H_{N_{rx}N_{tx}}(f) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

où $H_{ml}(f)$ représente la fonction de transfert entre le port d'entrée l et le port de sortie m .

Il a été démontré dans [155] que le canal MIMO corrélé est équivalent à un ensemble de canaux SISO parallèles et indépendants obtenus en appliquant la décomposition SVD à la matrice MIMO $H(f)$. Plus précisément, la SVD de la matrice $H(f)$ fournit les trois matrices $U(f)$, $\Sigma(f)$ et $V(f)$ suivantes :

$$H(f) = U(f)\Sigma(f)V(f)^\dagger \quad (3.5)$$

où \dagger est l'opérateur transposé conjugué, $U(f)$ et $V(f)$ sont des matrices unitaires et $\Sigma(f)$ est une matrice rectangulaire diagonale composée de $R = \min(N_{tx}, N_{rx})$ valeurs singulières $\sqrt{\lambda_i}$. La capacité du canal MIMO est alors obtenue à partir de l'équation (3.3) selon :

$$C_{MIMO} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^R \log_2 \left(1 + \frac{P(f_l)\lambda_i(f_l)}{\min(N_{tx}, N_{rx})N(f_l)} \right) \quad (3.6)$$

Il peut être noté que dans l'équation (3.3), la DSP $P(f)$ est maintenant divisée par $R = \min(N_{tx}, N_{rx})$ de façon à tenir compte d'une répartition égale de la puissance entre les canaux MIMO. Par ailleurs, on suppose que le bruit en réception est décorrélé (pour la prise en compte du bruit corrélé, voir [29, Ch. 9]).

Dans [34], nous avons évalué le gain en capacité du CPL MIMO à partir des mesures effectuées dans la campagne Orange Labs. La DSP du signal injecté $P(f)$ a été choisie égale à -50 dBm/Hz dans la bande de 0 à 30 MHz et égale à -80 dBm/Hz dans la bande de 30 à 100 MHz. Ces valeurs sont établies par les comités de régulation internationaux en fonction des contraintes de CEM, comme cela sera détaillé dans le chapitre 4. Le bruit est considéré comme un bruit Gaussien coloré, avec une DSP donnée par le modèle élaboré dans le projet FP7 ICT OMEGA [102]. La capacité MIMO a été calculée à l'aide de l'équation (3.6) à partir de 18 mesures de fonctions de transfert 2×2 . À titre de comparaison, la capacité SISO correspondante a été calculée à partir de la fonction de transfert mesurée sur le port P-N ($D1$).

	Minimum	Moyenne	Maximum
Capacité C_{MIMO} (Gbit/s)	4.12	4.32	4.50
Gain en capacité $\frac{C_{MIMO}}{C_{SISO}}$	1.87	1.88	1.90

TAB. 3.1 – Gain de capacité CPL MIMO évalué sur la campagne Orange Labs.

Le tableau 3.1 donne les valeurs minimales, moyenne et maximale de la capacité C_{MIMO} et du facteur de gain en comparaison de la capacité C_{SISO} . On observe un gain très important,

de l'ordre de 90% d'augmentation. Ce chiffre intéressant peut s'expliquer par le rapport signal à bruit élevé rencontré en transmission CPL, qui permet un gain MIMO proche de 2, même lorsque la matrice de canal $H(f)$ présente un certain degré de corrélation. Ces résultats sont venus confirmer les premiers travaux du domaine [148], qui avaient également montré que le gain en capacité pouvait augmenter en fonction du nombre de ports de réception. Dans une configuration MIMO 2×3 , le gain de capacité varie entre 1.8 et 2.2 suivant la puissance d'émission. En ajoutant le port de réception du mode commun (S_4), des gains moyens entre 2.1 et 2.6 ont été observés. Par la suite, une étude similaire de capacité a été réalisée à partir des données mesurées dans la campagne ETSI STF 410 [36], et des gains similaires, variant entre 1.1 et 2.6 ont été constatés suivant la configuration d'émission et de réception.

Ces bons résultats ont démontré les avantages de la technologie MIMO dans le cas des communications CPL. L'étape suivante a alors consisté à modéliser le canal de propagation MIMO en détails afin de définir les meilleures stratégies de transmission. Les études réalisées sur le canal et le bruit sont présentées dans les sections 3.3 et 3.4. Notons qu'au-delà de la capacité théorique de Shannon, des études de débit pratique ont été menées à partir de différentes hypothèses de traitement du signal à l'émission et à la réception, et sont récapitulées dans [32].

3.3 Caractérisation et modélisation du canal CPL en contexte MIMO

3.3.1 Revue des travaux antérieurs

Pour le cas spécifiques des canaux CPL MIMO, seulement quelques propositions ont été faites jusqu'à présent pour définir un modèle générique. La théorie MTL a été utilisée pour tenir compte de la pluralité de conducteurs dans les réseaux électriques domestiques [156, 157] et les réseaux aériens MT et HT [158]. Cependant, ces travaux ne considèrent pas l'utilisation des trois câbles électriques pour les communications MIMO. La première utilisation de la théorie MTL pour modéliser un canal CPL MIMO apparaît dans [159, 160], sur la base du modèle SISO déterministe présenté dans [120]. Notons que ce modèle simplifié ne considère que trois conducteurs, le conducteur T étant supposé équivalent à la masse. Dans les hautes fréquences, cette hypothèse n'est pas valide, notamment si l'on souhaite traiter la réception du courant de mode commun. Dans ce cas, un modèle plus complet composé de quatre conducteurs est nécessaire.

L'approche statistique a également été appliquée par plusieurs équipes de recherche pour proposer des modèles de canal CPL MIMO. La référence [161] considère un canal MIMO 2×4 incluant le mode commun. Le modèle est basé sur une RI composée de 5 à 20 trajets suivant le modèle du projet européen OPERA [162]. La matrice de canal MIMO est ensuite réalisée en créant 8 variantes de cette RI. Chaque variante possède la même structure de trajets multiples, mais la phase est modifiée de façon aléatoire, ce qui produit un niveau de corrélation entre les sous-canaux MIMO similaire aux observations expérimentales.

Nous avons proposé une approche similaire dans [138] pour définir un modèle de canal CPL MIMO 3×3 reproduisant les caractéristiques statistiques de la campagne de mesure Orange Labs (section 3.2.1). Chaque sous-canal MIMO est généré en utilisant le modèle SISO de Zimmermann [110], présenté dans l'équation (2.5). Le modèle SISO est étendu à une matrice 3×3 en ajoutant à chaque trajet une phase aléatoire dans l'intervalle $[-\Delta\varphi/2, \Delta\varphi/2]$. Pour des valeurs

importantes de l'écart de phase (jusqu'à $\Delta\varphi = 2\pi$), les canaux MIMO sont le plus décorrélés. Par la suite, nous avons modifié ce modèle pour améliorer la prise en compte de la matrice de corrélation du canal et l'adapter aux mesures de la campagne ETSI STF 410. Il sera présenté dans la section 3.3.3.

Notons qu'une proposition pour paramétrer le modèle [138] a été présentée dans [163], où le paramètre $\Delta\varphi$ est optimisé de manière à obtenir une corrélation spatiale proche des observations de la campagne ETSI STF 410. Plusieurs ensembles de paramètres sont définis de façon à reproduire l'occurrence des classes de canal SISO observées dans [112]. Cependant, l'optimisation est réalisée sur un seul paramètre, et une investigation plus poussée des caractéristiques du canal est nécessaire afin de générer un modèle précis.

Enfin, notons que dans la référence [152], la corrélation spatiale entre les sous-canaux MIMO est analysée en détails. Les matrices de covariance du canal MIMO à l'émission C_{tx} et à la réception C_{rx} sont modélisées à partir de 96 mesures du canal MIMO réalisées aux Etats-Unis. La matrice de canal MIMO $H(f)$ est alors donnée par :

$$H(f) = \chi \cdot C_{rx}^{\frac{1}{2}} \cdot H'(f) \cdot \left(C_{tx}^{\frac{1}{2}}\right)^{\top} \quad (3.7)$$

où \top représente l'opérateur de transposition, χ est une constante de normalisation et $H'(f)$ est une matrice de canal composée de variables gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées. Cette forme de modélisation de la corrélation du canal CPL MIMO sera reprise dans notre modèle présenté à la section 3.3.3.

3.3.2 Analyse des mesures expérimentales

Cette section présente une analyse des données expérimentales collectées dans la campagne ETSI STF 410, publiée dans [39]. Les résultats serviront de base pour le modèle de canal proposé.

3.3.2.1 Paramètres d'affaiblissement

Gain de canal médian

L'affaiblissement global du canal de propagation est bien représenté par le gain médian du canal, que nous définissons comme une matrice A_{dB} donnant la valeur médiane de la fonction de transfert $H(f)$ pour chaque sous-canal MIMO :

$$A_{dB} = \begin{bmatrix} A_{dB \ S1,D1} & A_{dB \ S1,D2} & A_{dB \ S1,D3} \\ A_{dB \ S2,D1} & A_{dB \ S2,D2} & A_{dB \ S2,D3} \\ A_{dB \ S3,D1} & A_{dB \ S3,D2} & A_{dB \ S3,D3} \\ A_{dB \ S4,D1} & A_{dB \ S4,D2} & A_{dB \ S4,D3} \end{bmatrix} = med \left(10 \cdot \log_{10}(|H(f)|^2) \right) \quad (3.8)$$

où l'opérateur $med(\cdot)$ représente la médiane. Nous avons montré que la distribution statistique de $A_{dB \ S1,D1}$ était bien représentée par une distribution normale $\mathcal{N}(\mu_A, \sigma_A)$, de moyenne $\mu_A = -50.1$ dB et d'écart-type $\sigma_A = 15.6$ dB.

Paramètres d'affaiblissement	Modèle	Paramètres
$A_{\text{dB } S1,D1}$	$\mathcal{N}(\mu_A, \sigma_A)$	$\mu_A = -50.1 \text{ dB}$ $\sigma_A = 15.6 \text{ dB}$
$A_{\text{dB } Sm,Dn}$ $m \in [1, 2, 3]$	$A_{\text{dB } Sm,Dn} =$ $A_{\text{dB } S1,D1} + \mathcal{N}(0, \sigma_{Sm,Dn})$	$[\sigma_{Sm,Dn}] = \begin{bmatrix} 0 & 5.1 & 3.8 \\ 2.9 & 5.7 & 5.2 \\ 6.6 & 7.8 & 6.9 \\ 4.6 & 5.9 & 5.1 \end{bmatrix}$
$A_{\text{dB } S4,Dn}$	$A_{\text{dB } S4,Dn} =$ $0.5 \times A_{\text{dB } S1,D1} - 30 + \mathcal{N}(0, \sigma_{S4,Dn})$	
a_0	$\mathcal{E}_{\text{shift}}(\mu_{a_0}, \delta_{a_0})$	$\mu_{a_0} = 1.04 \times 10^{-2}$ $\delta_{a_0} = -6.7 \times 10^{-3}$
a_1	Constante	$a_1 = 4 \times 10^{-10}$
Γ	$\mathcal{W}(\alpha_\Gamma, \beta_\Gamma)$	$\alpha_\Gamma = 5.7 \times 10^{-2}$ $\beta_\Gamma = 57.7$
L_{max}	Constante	$L_{\text{max}} = 800 \text{ m}$
Λ	Constante	$\Lambda = 0.2 \text{ m}^{-1}$

TAB. 3.2 – Statistical models of the path loss parameters

Afin de caractériser les autres éléments de la matrice A_{dB} , c'est à dire le gain des autres liens de la matrice canal MIMO, il est nécessaire d'analyser leur relation au paramètre $A_{\text{dB } S1,D1}$. Nous avons observé que l'atténuation médiane des différents liens Dn - Sm était très corrélée avec l'atténuation médiane du lien $D1$ - $S1$. Les paramètres $A_{\text{dB } Sm,Dn}$ pour $m \in [1, 2, 3]$ et $n \in [1, 2, 3]$ sont donc modélisés de la manière suivante :

$$A_{\text{dB } Sm,Dn} = A_{\text{dB } S1,D1} + \mathcal{N}(0, \sigma_{Sm,Dn}) \quad (3.9)$$

où la déviation entre les paramètres $A_{\text{dB } S1,D1}$ et $A_{\text{dB } Sm,Dn}$ est modélisée par une distribution normale de moyenne nulle et d'écart-type $\sigma_{Sm,Dn}$.

Finalement, une relation particulière a été observée entre les paramètres $A_{\text{dB } S1,D1}$ et $A_{\text{dB } S4,Dn}$ lorsque le port de sortie $S4$ est impliqué, c'est à dire pour la réception du mode commun. En effet, si pour les canaux favorables de courte distance, le mode commun génère une atténuation supplémentaire, ce mode constitue un bon guide pour les canaux de longue distance, où le signal est moins atténué par rapport aux autres ports de réception (voir [36, 137]). Le modèle de l'équation (3.9) a donc été affiné de la manière suivante pour la réception sur le port $S4$:

$$A_{\text{dB } S4,Dn} = 0.5 \times A_{\text{dB } S1,D1} - 30 + \mathcal{N}(0, \sigma_{S4,Dn}) \quad (3.10)$$

où les valeurs 0.5 et -30 sont obtenues par régression linéaire entre les valeurs expérimentales de $A_{\text{dB } S4,Dn}$ et $A_{\text{dB } S1,D1}$.

Toutes les valeurs en dB des écarts-types $\sigma_{Sm,Dn}$ ont été dérivées à partir des données expérimentales, et sont données dans le tableau 3.2.

Affaiblissement en fréquence

Pour représenter l'affaiblissement en fréquence du canal CPL MIMO, nous nous basons sur le modèle SISO de Zimmermann décrit par l'équation (2.5) [110]. En supposant que les trajets sont générés selon un processus de Poisson d'intensité Λ , et que les gains g_k des trajets sont uniformément distribués dans l'intervalle $[-1, 1]$, l'extension statistique de ce modèle réalisée par Tonello [164] a permis de montrer que l'espérance de l'affaiblissement en fréquence peut être mise sous la forme :

$$PL(f) = A^2 \frac{\Lambda}{3} \frac{1 - e^{-2L_{max}(a_0 + a_1 f^\Gamma)}}{(2a_0 + 2a_1 f^\Gamma)(1 - e^{-\Lambda L_{max}})} \quad (3.11)$$

où L_{max} représente la longueur maximale des trajets et le paramètre A est défini dans notre étude comme le gain médian du canal.

Sur la base de ce modèle, nous avons dérivé les paramètres a_0 , a_1 et Γ pour chaque mesure expérimentale en utilisant une procédure de recuit simulé. Les paramètres L_{max} et Λ ont été arbitrairement fixés à 800 m et 0.2 m^{-1} , comme cela a été défini dans la projet FP7 ICT OMEGA [102]. La figure 3.6 représente un exemple d'ajustement du modèle d'affaiblissement à une mesure expérimentale.

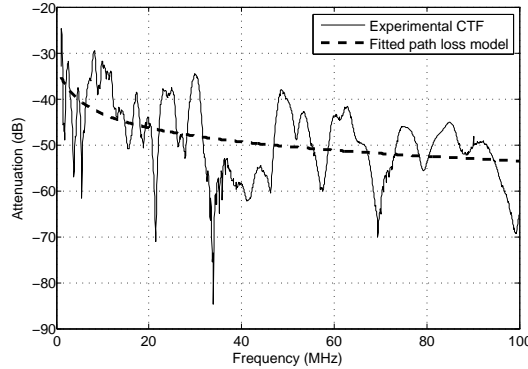


FIG. 3.6 – Fonction de transfert CPL mesurée en Allemagne, et modèle d'affaiblissement ajusté.

Les ensembles de paramètres expérimentaux a_0 , a_1 et Γ obtenus pour les 12 sous-canaux de chacune des 351 mesures de canal MIMO ont été ajustées à des distributions statistiques. Le paramètre a_0 est modélisé par une distribution exponentielle décentrée $\mathcal{E}_{\text{shift}}(\mu_{a_0}, \delta_{a_0})$. Le paramètre Γ a été ajusté à une distribution de Weibull $\mathcal{W}(\alpha_\Gamma, \beta_\Gamma)$ et le paramètre a_1 a été fixé comme constante. Le tableau 3.2 présente un résumé des modèles statistiques utilisés dans la modélisation de l'affaiblissement, ainsi que les valeurs des paramètres d'ajustement. Plus de détails sur la procédure d'ajustement sont disponibles dans [29].

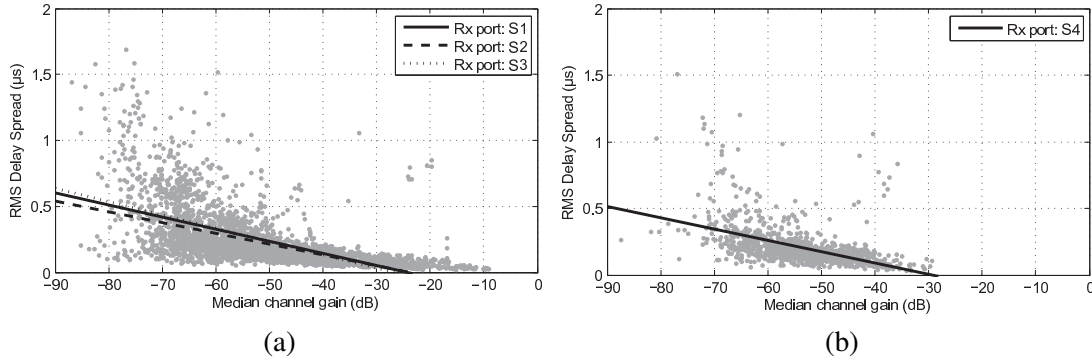


FIG. 3.7 – Étalement des retards en fonction du gain médian. Ports de réception $S1$, $S2$ et $S3$ (a), et port de réception $S4$ (b).

3.3.2.2 Paramètres large bande

L'étalement des retards τ_{RMS} donne une indication sur la dispersion apportée par le canal de transmission, et a été défini dans l'équation (2.1). Sur l'ensemble des canaux mesurés, l'étalement des retards moyen est $\mu_{\tau_{RMS}} = 0.23 \mu s$ avec un écart-type $\sigma_{\tau_{RMS}} = 0.21 \mu s$.

La figure 3.7 représente l'étalement des retards en fonction du gain médian. De manière générale, on observe que l'étalement des retards est plus large pour les canaux très atténués, ce qui avait déjà été observé dans [165]. Sur la figure 3.7 (a), on observe une répartition similaire de l'étalement des retards indépendamment du port de réception $S1$, $S2$ ou $S3$ considéré. La figure 3.7 (b) concerne les sous-canaux reçus sur le port de mode commun $S4$. On observe à première vue la même relation entre la dispersion et l'affaiblissement. Cependant, on remarque que ce type de sous-canal produit des affaiblissements moyens plus concentrés, variant entre -70 dB et -30 dB.

La bande de cohérence quantifie la corrélation entre les différentes fréquences de la fonction de transfert et a été définie dans l'équation (2.4). Sur l'ensemble des mesures, nous avons calculé une bande de cohérence moyenne $\mu_{B_{c,90\%}} = 295 \text{ kHz}$, avec un écart-type $\sigma_{B_{c,90\%}} = 413 \text{ kHz}$. La bande de cohérence est généralement inversement proportionnelle à l'étalement des retards : une forte dispersion dans le domaine temporel implique une faible cohérence dans le domaine fréquentiel. Cette tendance est observée dans la figure 3.8. En notant la relation entre les deux paramètres $B_{c,90\%} = \frac{1}{\kappa \cdot \tau_{RMS}}$, nous avons obtenu un coefficient $\kappa = 15.5$. Cette valeur est proche de celles observées dans des mesures du canal SISO précédentes, comme $\kappa = 18.2$ dans [113] et $\kappa = 14.9$ dans [164].

3.3.2.3 Variations de l'amplitude à petite échelle

Pour chaque canal mesuré, nous avons évalué la distribution de l'amplitude de la fonction de transfert, ce qui correspond aux statistiques d'évanouissement rapide. Pour cela, la fonction de transfert a été normalisée de la manière suivante afin de supprimer les effets dus à l'affaiblis-

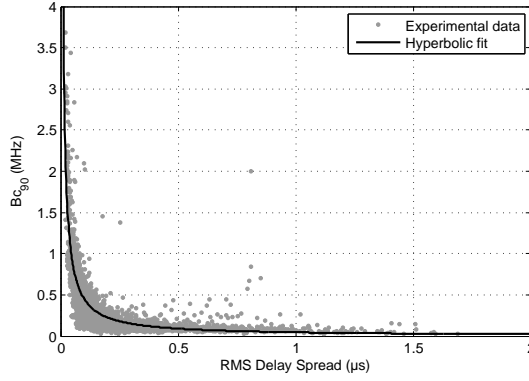


FIG. 3.8 – Relation entre la bande de cohérence et l'étalement des retards.

sement moyen en fréquence :

$$\tilde{H}_{Sm,Dn}(f) = \frac{H_{Sm,Dn}(f)}{\sqrt{PL_{Sm,Dn}(f)}} \quad (3.12)$$

La distribution expérimentale de $|\tilde{H}_{Sm,Dn}(f)|$ a été ajustée à trois distributions théoriques possibles : les distributions normale, log-normale et de Rayleigh. La distribution la plus appropriée a été évaluée en utilisant le test d'adéquation de Kolmogorov-Smirnov [166]. Dans la plupart des cas, une distribution log-normale de moyenne nulle a fourni la meilleure approximation de la distribution d'amplitude. Son écart-type moyen sur l'ensemble des réalisations du canal est $\sigma_{|H|} = 7.5$ dB. Ce paramètre n'est pas corrélé avec le sous-canal MIMO considéré.

3.3.2.4 Matrice de corrélation du canal MIMO

Dans l'objectif d'étendre le modèle de canal SISO de Zimmermann vers une matrice de canal MIMO complète, il est nécessaire d'étudier la corrélation entre les différents sous-canaux MIMO. Nous utilisons la matrice de corrélation R_h qui est calculée à partir de la matrice de covariance C_h par :

$$R_h(i, j) = \frac{C_h(i, j)}{\sqrt{C_h(i, i)C_h(j, j)}} \quad (3.13)$$

La matrice de covariance C_h définie par [152] :

$$C_h = E \left[\text{vect}(H) \text{vect}(H)^\dagger \right] \quad (3.14)$$

où $E[\cdot]$ représente l'espérance mathématique, \dagger est l'opérateur transposé conjugué, et l'opérateur $\text{vect}(\cdot)$ aligne les colonnes de la matrice $N_{rx} \times N_{tx}$ pour former un vecteur de longueur $N_{rx}N_{tx}$. Notons que par définition, la matrice de corrélation R_h est équivalente au coefficient de corrélation de Pearson, qui a été utilisé dans [138].

Dans le domaine des communications sans-fil, il est souvent supposé que la corrélation du canal peut être séparée entre les phénomènes se produisant à l'émission et à la réception, ce

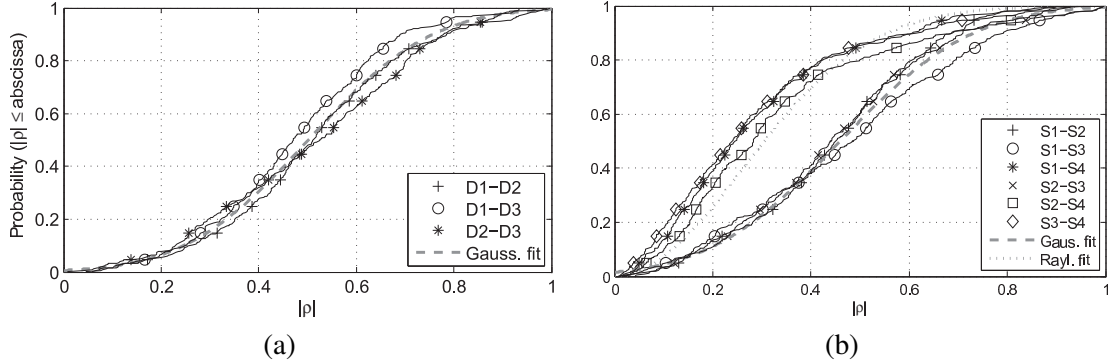


FIG. 3.9 – Fonction de répartition des matrices de corrélation expérimentales. (a) R_{tx} , (b) R_{rx} .

qui permet de représenter le canal MIMO comme dans l'équation (3.7) [152, 167]. De la même manière, nous décomposons la matrice de corrélation de la manière suivante :

$$R_h = R_{tx} \otimes R_{rx} \quad (3.15)$$

où R_{tx} and R_{rx} représentent respectivement les matrices de corrélation à l'émission et à la réception, et \otimes représente le produit de Kronecker.

Pour un canal MIMO 3×4 , l'intérêt de cette décomposition est de passer d'une matrice 12×12 de corrélation R_h , comportant 66 valeurs distinctes, à une matrice 3×3 de corrélation à l'émission R_{tx} (3 valeurs distinctes) et une matrice 4×4 de corrélation à la réception R_{rx} (6 valeurs distinctes). On réduit ainsi le nombre de paramètres nécessaires pour la modélisation. La dérivation des matrices R_{tx} et R_{rx} à partir de mesures expérimentales est détaillée dans [39].

La figure 3.9 présente la fonction de répartition des éléments des matrices R_{tx} et R_{rx} pour l'ensemble des canaux mesurés. On observe que le coefficient de corrélation ρ prend l'ensemble des valeurs entre 0 et 1. Ainsi, la base de données contient des canaux corrélés ($|\rho| > 0.8$) et des canaux décorrélés ($|\rho| < 0.2$). Pour le coefficient de corrélation à l'émission, toutes les paires de ports d'émission présentent une fonction de transfert suivant une forme gaussienne. Nous proposons donc de modéliser la valeur absolue des coefficients de corrélation $\rho_{Dn,Dj}$ en utilisant une distribution normale $\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Dn,Dj}}, \sigma_{\rho_{Dn,Dj}})$, avec les paramètres $\mu_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.50$ et $\sigma_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.20$.

Pour la matrice de corrélation à l'émission, deux observations différentes peuvent être faites. Lors que le mode commun (port $S4$) n'est pas impliqué, l'amplitude du coefficient de corrélation $\rho_{Sm,Si}$ suit une forme Gaussienne. Nous la modéliserons donc avec une loi normale $\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Sm,Si}}, \sigma_{\rho_{Sm,Si}})$ avec les paramètres $\mu_{\rho_{Sm,Si}} = 0.46$ et $\sigma_{\rho_{Sm,Si}} = 0.21$ obtenus par ajustement.

Lorsque le mode commun est considéré, les coefficients de corrélation $\rho_{Sm,S4}$ sont plus faibles, indiquant que les mécanismes de propagation du mode commun diffèrent des autres modes. Nous approchons cette distribution par une loi de Rayleigh $\mathcal{R}(\sigma_{\rho_{Sm,S4}})$, avec le paramètre $\sigma_{\rho_{Sm,S4}} = 0.26$.

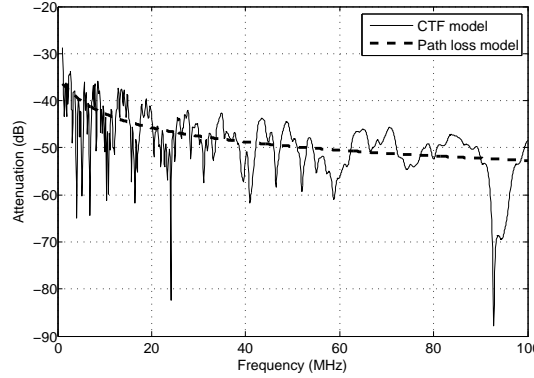


FIG. 3.10 – Fonction de transfert générée par le modèle SISO, et modèle d'affaiblissement ajusté.

3.3.3 Modélisation statistique du canal CPL MIMO

3.3.3.1 Approche de modélisation

A partir des observations expérimentales, nous proposons un modèle statistique du canal CPL MIMO. La première étape consiste à simuler les sous-canaux SISO de manière indépendante. Pour cela, nous employons le modèle de Zimmermann [110], décrit par l'équation (2.5) pour chacun des sous-canaux. Par exemple, le sous-canal P-N ($D1-S1$) est généré en utilisant les paramètres $A_{S1,D1}$, a_0 , a_1 et Γ suivant les lois statistiques observées sur les mesures expérimentales. L'ensemble des paramètres nécessaires est récapitulé dans le tableau 3.2.

La figure 3.10 représente une fonction de transfert générée pour le sous-canal $D1-S1$ à l'aide de ce modèle. On peut noter sa similitude avec les fonctions de transfert mesurées comme celle représentée dans la figure 3.6.

Ce modèle de sous-canal SISO peut maintenant être étendu à un modèle de canal CPL MIMO à partir de l'évaluation des caractéristiques expérimentales de la matrice de canal MIMO. Les étapes sont les suivantes :

1) Génération des canaux SISO indépendants

La méthode ci-dessus est utilisée pour générer une matrice de 4×3 canaux SISO indépendants $H_{Sm,Dn}(f)$. Pour cette étape, le gain médian A est fixé à 1, pour une bonne application de la matrice de corrélation de l'étape suivante. Cette matrice normalisée de canaux SISO indépendants est notée $H'_{norm}(f)$.

2) Génération des matrices de corrélation à l'émission et à la réception

Les matrices de corrélation R_{tx} et R_{rx} sont générées en suivant les observations expérimentales. Plus précisément, les amplitudes des coefficients de corrélation $\rho_{Dn,Dj}$ et $\rho_{Sm,Si}$ sont sélectionnées à partir de distributions normale ou de Rayleigh. Les phases de ces coefficients sont générées de manière uniforme dans l'intervalle $[0, 2\pi[$.

3) Génération de la matrice de canal corrélée

Paramètre multi-trajet MIMO	Modèle	Paramètres
$\{d_k, k = 1 \dots K\}$	$\mathcal{P}(\Lambda)$	$\Lambda = 0.2 \text{ m}^{-1}$ $L_{max} = 800 \text{ m}$
$\{g_k, k = 1 \dots K\}$	$\mathcal{U}(g_{min}, g_{max})$	$g_{min} = -1 \text{ V}$ $g_{max} = 1 \text{ V}$
$ \rho_{Dn,Dj} $	$\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Dn,Dj}}, \sigma_{\rho_{Dn,Dj}})$	$\mu_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.50$ $\sigma_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.20$
$ \rho_{Sm,Si} ,$ $m, i \in [1 \dots 3]$	$\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Sm,Si}}, \sigma_{\rho_{Sm,Si}})$	$\mu_{\rho_{Sm,Si}} = 0.46$ $\sigma_{\rho_{Sm,Si}} = 0.21$
$ \rho_{Sm,S4} $	$\mathcal{R}(\sigma_{\rho_{Sm,S4}})$	$\sigma_{\rho_{Sm,S4}} = 0.26$
$\arg(\rho_{Dn,Dj})$ $\arg(\rho_{Sm,Si})$	$\mathcal{U}(0, 2\pi)$	
v	Constante	$v = 2 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$

TAB. 3.3 – Modèles statistiques pour les paramètres MIMO multi-trajets

La version normalisée de la matrice de canal corrélée H_{norm} est ensuite obtenue de la manière suivante :

$$H_{norm}(f) = R_{rx}^{\frac{1}{2}} \cdot H'_{norm}(f) \cdot \left(R_{tx}^{\frac{1}{2}}\right)^{\top} \quad (3.16)$$

Finalement, l'affaiblissement moyen est appliqué à la matrice de canal. On génère une matrice A comme définie dans l'équation (3.8) avec les statistiques décrites dans la section 3.3.2.1. La matrice canal finale $H(f)$ est obtenue de la manière suivante :

$$H(f) = A \circ H_{norm}(f) \quad (3.17)$$

où \circ représente le produit de Hadamard.

Le tableau 3.3 résume l'ensemble des paramètres nécessaires pour la simulation de matrice 3×4 de canal MIMO aléatoires.

3.3.3.2 Evaluation du modèle de canal

La figure 3.11 donne un exemple de fonction de transfert générée par le modèle de canal CPL MIMO. On observe que le modèle produit des fonctions de transfert MIMO aléatoires qui reproduisent fidèlement la structure de trajets multiples observée dans les mesures expérimentales, comme par exemple dans la figure 3.5.

Le tableau 3.4 compare les paramètres statistiques large bande obtenus à partir des mesures et d'un ensemble de 351 matrices MIMO simulées. On peut observer que le modèle reproduit parfaitement l'atténuation médiane, et que les valeurs d'étalement des retards et de bande de

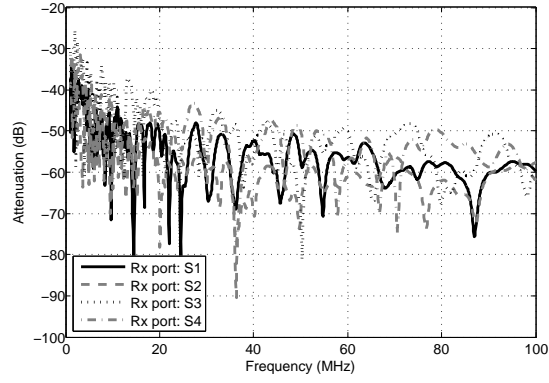
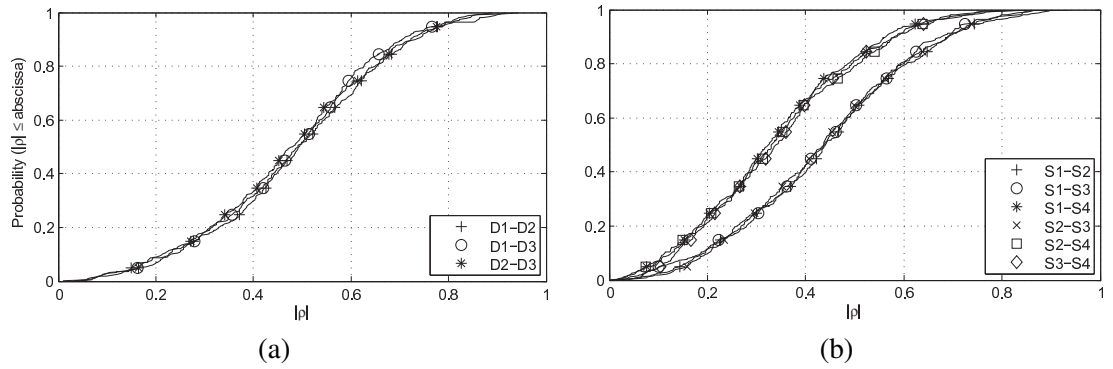


FIG. 3.11 – Exemple de fonction de transfert CPL MIMO générée par le modèle.

Paramètres	Canaux expérimentaux		Canaux simulés	
	Moyenne	Ecart-type	Moyenne	Ecart-type
Gain moyen A_{dB} (dB)	-52.3	15.9	-51.8	13.5
Etalement des retards τ_{RMS} (μs)	0.23	0.21	0.57	0.63
Bande de cohérence $B_{c,90\%}$ (kHz)	295	412	385	534

TAB. 3.4 – Comparaison des paramètres large bande obtenus à partir des canaux mesurés et simulés.

FIG. 3.12 – Fonction de répartition des matrices de corrélation simulées. (a) R_{tx} , (b) R_{rx} .

cohérence obtenues lors des simulations sont du même ordre de grandeur que pour les mesures expérimentales.

Enfin, la figure 3.12 représente les fonctions de répartitions des matrices de corrélation R_{tx} et R_{rx} calculées à partir des 315 canaux simulés. On peut noter que les distributions des coefficients de corrélation obtenus sont proches des modèles gaussien ou de Rayleigh proposés pour les deux matrices de corrélation à l'émission et à la réception. La dispersion du coefficient ρ entre différents sous-canaux est plus faible que pour les mesures expérimentales, mais les résultats restent suffisamment représentatifs pour réaliser des simulations de systèmes CPL MIMO.

3.4 Caractérisation et modélisation du bruit CPL en contexte MIMO

3.4.1 Analyse des mesures expérimentales

Dans cette section, nous exposons l'analyse du bruit électromagnétique observé lors de la campagne ETSI STF 410 [37]. Une analyse similaire sur un nombre plus restreint de données correspondant à la campagne Orange Labs a été publiée dans [38].

3.4.1.1 Domaine temporel

Sur l'ensemble des signatures de bruit mesurées à l'oscilloscope numérique (voir section 3.2.2), 40% environ présentaient une structure impulsionnelle marquée. Ainsi, la figure 3.13 (a) est un exemple typique de bruit périodique synchrone avec le secteur, présentant un motif répétitif d'une durée de 10 ms. Il est typiquement dû à une alimentation à découpage. Ce type de bruit synchrone présente 15% des données mesurées. La figure 3.13 (b) est un exemple de bruit impulsif de forte puissance dont les impulsions sont répétées toutes les ms. Les lampes fluorescentes produisent typiquement ce type de bruit périodique asynchrone, qui représente 25% de la base de données.

La corrélation entre les bruits reçus sur chaque port de réception $S1$ à $S4$ a été évaluée en calculant le coefficient de corrélation de Pearson à partir des signatures temporelles du bruit. Sur l'ensemble de la campagne, la statistique du coefficient de corrélation est quasi-uniforme entre 0 et 1. Ceci indique que suivant la configuration, les signatures de bruit reçues sur les 4 ports de réception peuvent être très semblables, ou être complètement décorrélées.

3.4.1.2 Domaine fréquentiel

A partir des données temporelles, la DSP du bruit a été calculée sur la bande de 0 à 100 MHz en utilisant la méthode de Welch [168]. La figure 3.14 (a) présente les statistiques de la DSP de bruit pour l'ensemble de prises, tous ports de réception confondus. La DSP de bruit reçue varie entre -168 dBm/Hz et -80 dBm/Hz et décroît avec la fréquence. On peut clairement remarquer la présence de fréquences de radiodiffusion dans la bande OC entre 6 MHz et 21 MHz. De la même manière, au-dessus de 88 MHz, le spectre est occupé par les fréquences FM.

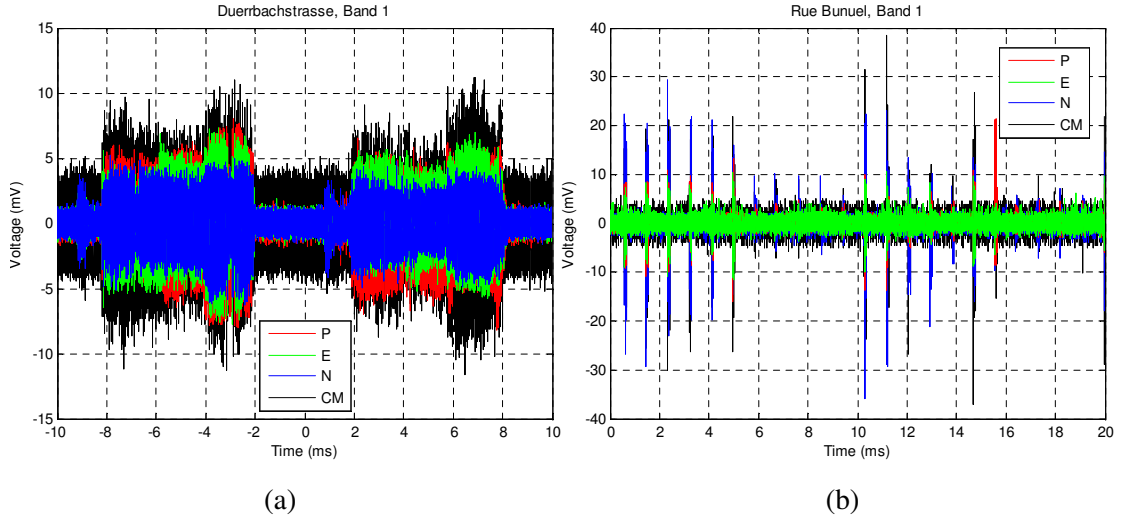


FIG. 3.13 – Signatures de bruit impulsif mesuré. Bruit impulsif périodique synchrone (a) et bruit impulsif périodique asynchrone (b).

La figure 3.14 (b) donne la fonction de répartition de la DSP de bruit, de manière séparée pour chaque port de réception $S1$ à $S4$. On peut clairement observer que la DSP de bruit relevée sur le port $S4$ de mode commun est plus élevée que pour les autres ports d'un rapport de 5 dB environ. Ceci est dû aux sources d'émission rayonnées extérieures, qui se couplent sur le réseau électrique en générant un courant de mode commun.

Finalement, l'étude a également montré que le niveau de bruit mesuré était très peu corrélé à la surface de l'habitation (donc à la taille du réseau électrique), et que les caractéristiques de bruit sont très similaires dans différents pays d'Europe.

3.4.2 Modèles de bruit CPL MIMO

Le domaine de la modélisation du bruit pour les systèmes CPL MIMO a été très peu traité à ce jour. Dans [139], nous avons exploité la base de données MIMO de la campagne Orange Labs afin de comparer les mesures du bruit aux modèles SISO d'Esmailian [126], et du projet FP7 ICT OMEGA [102]. Cette étude était basée sur le bruit de fond ne considérant pas la relation entre les mesures réalisées sur différents ports de réception. Elle montre que le modèle du projet FP7 ICT OMEGA capture correctement la forme décroissante du bruit de fond en utilisant un nombre réduit de paramètres.

Parallèlement, l'étude [151] analyse des mesures de bruit CPL MIMO réalisées aux Etats-Unis. Elle montre que le bruit est relativement corrélé sur les ports différentiels $D1$ (P-N), $D2$ (N-T) et $D3$ (T-P), avec une corrélation plus importante entre les ports N-T et T-P, ce qui tendrait à montrer une remontée du bruit plus importante par le conducteur de terre. Par ailleurs, la corrélation du bruit décroît avec la fréquence.

Finalement, dans [38], nous avons proposé de considérer le bruit MIMO comme une série temporelle à variables multiples, ou *Multivariate Time Series* (MTS), ce qui permet de capturer à la fois les caractéristiques intrinsèques du bruit reçu sur chaque port, mais aussi leur corrélation

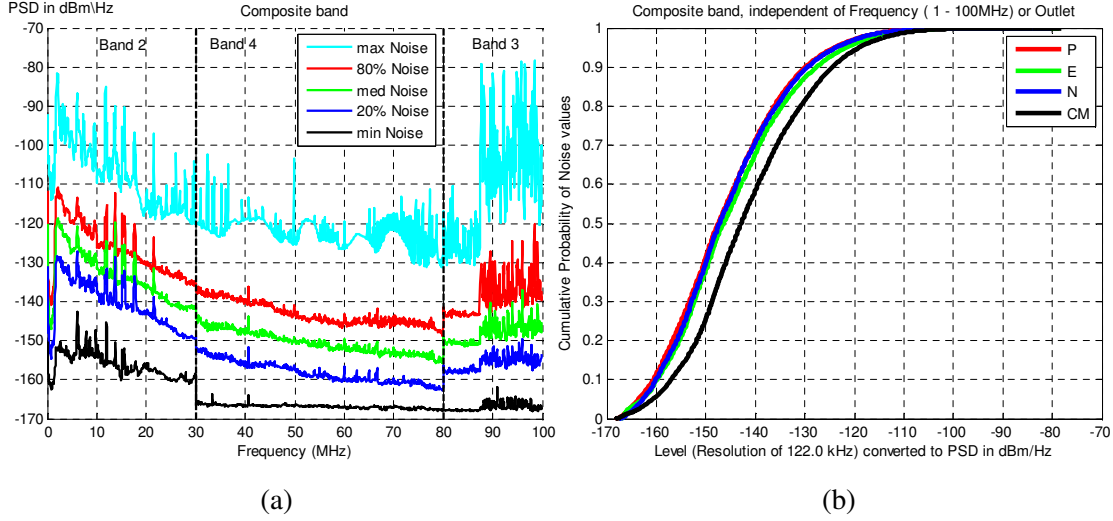


FIG. 3.14 – Analyse statistique de la DSP de bruit. Percentiles du bruit mesuré en fonction de la fréquence (a) et fonction de répartition du bruit pour chaque port de réception (b).

croisée. La MTS du bruit dans le domaine temporel est ensuite modélisée en utilisant une procédure de filtrage auto-régressif vectoriel, appelée modèle *Vector Auto Regressive* (VAR). Plus précisément, on note $\mathbf{x}(k\Delta t)$ la MTS à 4 variables représentant le bruit mesuré échantillonné avec un pas Δt sur les ports $S1$ à $S4$:

$$\mathbf{x}(k\Delta t) = \begin{bmatrix} x_{S1}(k\Delta t) \\ x_{S2}(k\Delta t) \\ x_{S3}(k\Delta t) \\ x_{S4}(k\Delta t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Le modèle VAR d'ordre p du bruit mesuré est alors donné par :

$$\mathbf{x}(k\Delta t) = \sum_{n=1}^p \mathbf{A}_n \mathbf{x}((k-n)\Delta t) + \epsilon_k \quad (3.19)$$

où $\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_p$ sont les p matrices de coefficients du modèle, et ϵ_k est un vecteur de bruit aléatoire de covariance \mathbf{C} . L'ordre p du modèle est fixé à 50, et les paramètres $\mathbf{A}_1, \dots, \mathbf{A}_{50}$ et \mathbf{C} sont obtenus par ajustement pour chaque mesure en utilisant la procédure détaillée dans [169]. A titre d'exemple, la figure 3.15 présente une la DSP d'un bruit mesuré typique et le modèle VAR d'ordre 50 correspondant. La DSP du bruit modélisé est similaire à l'observation expérimentale. Cependant, il reste des points à améliorer sur ce modèle, notamment concernant la reproduction des événements temporels sporadiques, comme le bruit impulsif.

3.5 Conclusion

Exploitée depuis une vingtaine d'années dans le domaine de la transmission sans-fil, la technique MIMO a récemment été étendue à la technologie CPL pour les réseaux électriques

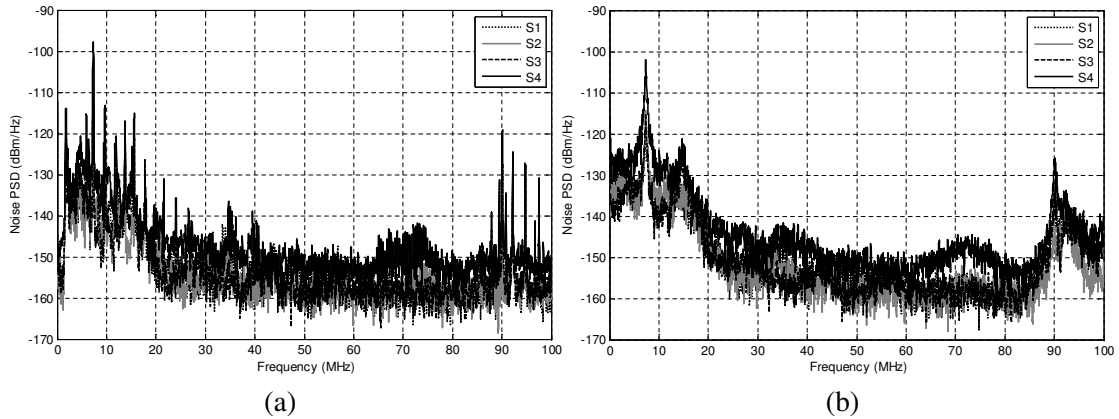


FIG. 3.15 – Comparaison de la DSP de bruit mesurée et simulée. DSP d'un bruit mesuré typique (a) et DSP du modèle VAR d'ordre 50 correspondant (b).

résidentiels. Le principe consiste à utiliser le conducteur de terre (T) en plus des conducteurs de phase (P) et de neutre (N) pour former un canal multi-capteurs. Au niveau de la réception, le courant de mode commun peut être également utilisé comme port de réception supplémentaire. Au total, il est possible d'exploiter trois ports différentiels à l'émission (dont deux seulement simultanément) et jusqu'à quatre ports à la réception.

Afin d'évaluer le potentiel de cette technique, nous avons réalisé plusieurs campagnes de mesure du canal MIMO, d'abord en laboratoire, puis dans différentes habitations, pour enfin contribuer à la constitution d'une base de données européenne coordonnée par le groupe ETSI STF 410. Les premières études de capacité ont montré que la technique MIMO permet un doublement de la capacité de transmission, même pour des canaux relativement corrélés, ce qui a suscité l'intérêt des industriels et des groupes de normalisation.

Afin de développer les systèmes de communication MIMO adaptés et de simuler leurs performances dans des conditions reproductibles, nous avons entrepris des travaux de caractérisation et de modélisation du canal et du bruit électromagnétique en contexte CPL MIMO. En particulier, un modèle statistique complet du canal a été développé sur la base de la campagne de mesures ETSI STF 410. Une première analyse du bruit a également démarré, permettant la synthèse des mesures de bruit avec un nombre limité de paramètres.

Dans ce domaine, les travaux futurs devraient se concentrer sur la modélisation du bruit, et notamment sur sa corrélation entre les différents ports de réception. Ce point est particulièrement important en termes de bruit impulsif, qui pourrait être réduit par une gestion multi-ports. Par ailleurs, la technique MIMO pourrait être étendue aux réseaux de distribution extérieur pour les applications de type *Smart Grid*, ou aux faisceaux de câbles électriques dans les véhicules, ce qui nécessiterait une caractérisation fine de ces environnements. D'autres axes de recherche concernent le traitement du signal, afin de définir la meilleure stratégie de codage espace-temps adaptée au canal, et l'étude de la CEM en contexte MIMO. La problématique de la CEM pour les systèmes CPL classiques, ainsi que des méthodes innovantes pour l'adaptation des systèmes au canal sont présentées dans les chapitres 4 et 5.

Chapitre 4

Compatibilité électromagnétique des systèmes CPL

Avec la demande croissante pour les applications à haut débit et pour des liaisons fiables pour les systèmes de commande et de contrôle, la technologie CPL prend une place de plus en plus importante dans les systèmes innovants tels que les réseaux de communication et les réseaux de distribution intelligents de type *Smart Grids*. Le principal avantage de cette technologie est sa capacité à bénéficier de l'infrastructure du réseau électrique existant pour la transmission de signaux électromagnétiques.

Dans l'environnement intérieur de type habitation ou bureau, la technologie CPL utilise l'infrastructure électrique BT. Nous avons vu au chapitre 1 que les systèmes CPL-BB actuels opèrent principalement dans la gamme de fréquence de 2 à 86 MHz. Les fils électriques des réseaux résidentiels BT n'ont pas été initialement conçus pour propager des signaux de communication à des fréquences supérieures à 1 MHz. En conséquence, le canal de communication entre l'émetteur et le récepteur est un canal difficile, générant une forte atténuation ainsi que de multiples trajets de propagation. La capacité de transmission est, par conséquent, limitée, et le traitement du signal doit être optimisé de façon à maximiser le débit et la qualité de service du système.

Ce chapitre met l'accent sur les problématiques de Compatibilité Electro-Magnétique pour les systèmes CPL. La nature asymétrique du réseau électrique génère en effet des émissions électromagnétiques conduites et rayonnées, qui peuvent interférer, avec les services existants, tels que les récepteurs des communications radio amateur ou de la radiodiffusion à ondes courtes. Dès lors, les organismes de régulation imposent une stricte limitation de puissance de transmission pour les systèmes CPL. Ces normes permettent les communications sans interférence, mais limitent le débit de communication disponible. Lors d'une thèse démarrée en 2009 [44], nous avons proposé de caractériser le rayonnement électromagnétique généré par les systèmes CPL-BB, afin de trouver des solutions pour le mitiger. J'ai également contribué aux études de CEM réalisées au sein du projet ICT FP7 OMEGA [170]. La section 4.1 présente les principes de la CEM des systèmes CPL-BB et la réglementation associée. Dans la section 4.2, nous présentons des méthodes de CEM cognitive permettant aux systèmes CPL de s'adapter à leur environnement électromagnétique.

4.1 Principes de la CEM des systèmes CPL

4.1.1 Réglementation CEM

La Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) traite des émissions et de l'immunité des différents systèmes qui partagent la même bande de fréquence. Elle est définie comme l'aptitude d'un système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations intolérables pour d'autres systèmes. Lorsqu'un équipement est déployé, les normes de CEM assurent d'un part que les émissions produites ne perturbent pas les autres services. D'autre part, elles spécifient un niveau de tolérance pour un bon fonctionnement de l'équipement en présence d'un certain niveau d'interférence électromagnétique. Comme l'illustre la figure 4.1, on distingue donc les émissions électromagnétiques et la susceptibilité électromagnétique. Pour chacune de ces notions, l'interférence peut se propager le long de câbles d'alimentation ou de connectique, et il s'agit d'émission ou de susceptibilité conduite. Lorsque l'interférence se propage par rayonnement électromagnétique et couplage, on parle d'émission ou de susceptibilité rayonnée.

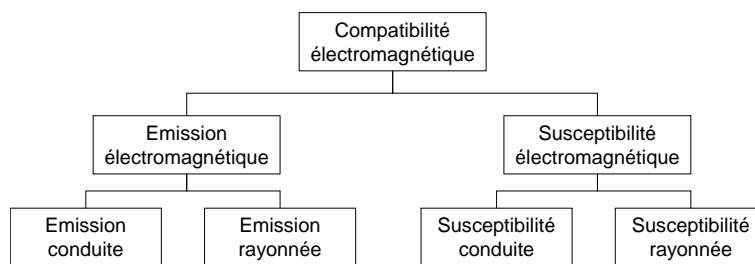


FIG. 4.1 – Classification des domaines de la CEM.

Du point de vue des réglementations CEM pour les systèmes CPL-BB, on peut distinguer deux bandes de fréquences : la bande de 1 à 30 MHz, pour lesquelles selon la norme Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) [171] les émissions conduites sont prépondérantes pour la régulation, et la bande de 30 à 100 MHz, pour laquelle la régulation se concentre sur les émissions rayonnées.

En Europe, les normes de CEM pour les systèmes CPL-BB sont établies par le Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique (CENELEC) dans le standard EN 50561-1 [172]. On y trouve les recommandations suivantes :

- Une procédure de mesure des émissions CEM au port du système CPL lorsqu'aucune communication n'est établie
- Une seconde procédure de mesure des émissions CEM au port du système CPL lorsqu'une communication normale est établie
- Une limite générale sur la DSP du signal injecté de -55 dBm/Hz
- Une protection permanente (ou *static notching*) de certaines parties du spectre radio
- Une procédure de protection adaptative (ou *dynamic notching*) pour une protection cognitive de certains services
- Une procédure de gestion adaptative de la puissance transmise

Ces différentes recommandations concernent la bande de fréquence entre 1.6065 et 30 MHz. Concernant la bande de 30 à 100 MHz, le CENELEC a débuté les travaux, mais le standard correspondant n'est pas encore finalisé. On considère généralement qu'une diminution de la DSP du signal injecté de 30 dB est prévue dans cette bande par rapport au niveau recommandé en dessous de 30 MHz.

La figure 4.2 (a) illustre la limite de DSP de puissance injectée, en faisant apparaître les encoches correspondant à la protection permanente de certains services, notamment dans les bandes radio amateur et aéronautiques. Cette fonctionnalité est nommée *static notching*. Son implémentation a nécessité un traitement du signal avancé pour les communications numériques, le *windowed* OFDM, permettant au spectre du signal de mieux épouser la forme abrupte des encoches.

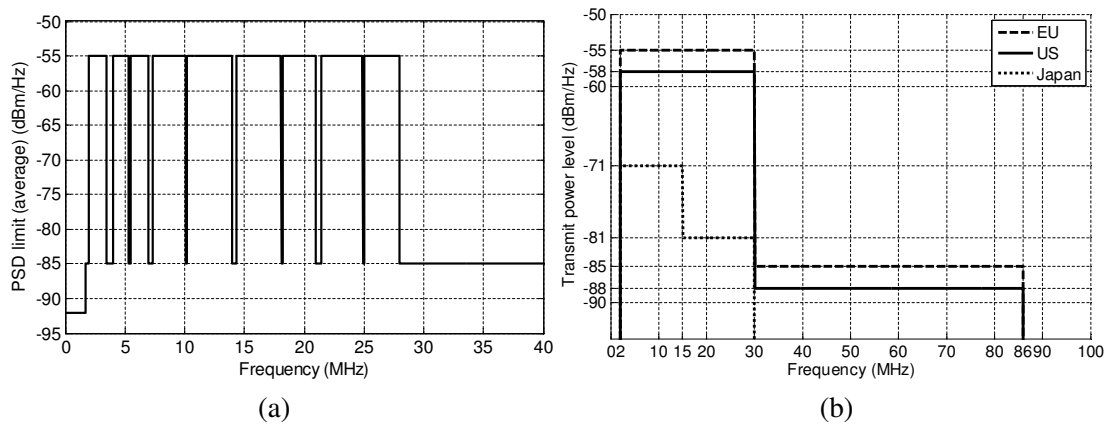


FIG. 4.2 – Niveau de DSP pour les systèmes CPL-BB. Illustration du *notching* permanent (a) et comparaison des réglementations en Europe, aux États-Unis et au Japon (b).

La fonctionnalité de *dynamic notching* consiste pour l'équipement CPL à évaluer la présence de services radio dans la bande qu'il occupe, et d'arrêter l'émission pour les bande occupées de manière dynamique [40]. Il s'agit d'une première approche de CEM cognitive, domaine qui sera développé à la section 4.2. La procédure de *dynamic notching* est détaillée dans la norme ETSI TR 102 578 [173]. Finalement, la gestion adaptative de la puissance transmise consiste pour l'émetteur à limiter sa puissance de transmission, en fonction de l'atténuation du canal et du bruit en réception, pour atteindre le rapport signal à bruit juste suffisant pour obtenir le débit souhaité.

Des recommandations similaires à la norme CENELEC EN 50561-1 sont établies dans différentes régions du monde pour la régulation des transmissions CPL. À titre de comparaison, le niveau de DSP autorisé en Europe, aux États-Unis et au Japon sont représentés dans la 4.2 (b). Plus de détails sont disponibles dans [32].

4.1.2 Etude du rayonnement involontaire

Afin de connaître l'impact potentiel des systèmes CPL-BB sur les autres services de communication dans la même bande de fréquence, comme la radiodiffusion à ondes courtes, il est nécessaire d'évaluer le niveau de rayonnement électromagnétique involontaire généré par ces

systèmes. Par exemple, des analyses statistiques de l'impact CEM des systèmes CPL ont été réalisées dans [170], et dans [35] pour le cas MIMO. Dans cette section, nous présentons une étude menée dans le cadre de la thèse [44] dans le but d'établir une cartographie du niveau de champ perçu dans une habitation typique. Nous décrivons d'abord les outils et modèles utilisés pour la simulation. Puis, nous présentons une étude paramétrique du rayonnement observé dans différentes configurations. Cette étude a été publiée dans [174, 175].

Le phénomène de rayonnement des câbles électriques est principalement dû à la nature asymétrique du réseau d'énergie [69]. Un système CPL classique transmet un signal différentiel entre les fils de phase et de neutre du réseau électrique. Dans un réseau électrique parfaitement symétrique, la propagation de ce mode différentiel ne provoquerait pas de rayonnement significatif. Dans la pratique, la variation d'impédance des charges connectées au réseau, ainsi que la longueur inégale des fils de phase et de neutre (par exemple dans le cas d'interrupteurs du réseau d'éclairage) contribuent à la conversion du signal différentiel CPL en courant de mode commun i_{MC} traversant le réseau. Dès lors, les fils de cuivre utilisés pour la transmission du signal utile se comportent comme une antenne, et une partie de la puissance transmise est rayonnée [176]. En assimilant le sol de l'habitation à un plan de masse, ce phénomène correspond au rayonnement résiduel du mode commun guidé.

4.1.2.1 Outil de simulation

Plusieurs outils mathématiques sont disponibles pour résoudre les équations de Maxwell dans un environnement complexe : par exemple la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), la méthode des moments (MoM), ou encore la méthode matricielle par lignes de transmission (TLM). Nous avons choisi d'utiliser une méthode temporelle, qui répond mieux à notre besoin, et volumique, pour sa capacité à traiter des environnements inhomogènes. Le logiciel sélectionné, *Time ElectroMagnetic Simulator* (TEMSE), est développé au laboratoire XLim (UMR CNRS 7252). Basé sur la FDTD, il permet de coupler celle-ci à une méthode de traitement des fils conducteurs, appelée formalisme de Holland et Simpson [177]. Il est donc particulièrement adapté à la simulation de réseaux filaires dans un environnement complexe.

La modélisation du coupleur d'injection demande également un soin particulier, car le niveau de rayonnement dépend fortement du déséquilibre de l'impédance qu'il présente entre la masse et chacun des conducteurs P et N. Les valeurs d'impédance ont été choisies par comparaison du champ électrique simulé et du champ électrique mesuré sur un réseau simple.

4.1.2.2 Etude paramétrique

Dans une première étape, l'influence des éléments du réseau sur le champ rayonné a été étudiée par simulation. Plusieurs éléments ont été considérés, dont la longueur des câbles et des branches, la modélisation des prises électriques, et les charges connectées au réseau. A titre d'exemple, la figure 4.3 (a) représente la cartographie de rayonnement d'un réseau électrique typique lorsque les prises sont en circuit ouvert. Le signal injecté est de 0 dBm dans la bande de fréquence de 2 à 100 MHz, et le champ électrique est observé à la fréquence de 50 MHz. On observe que le champ se concentre à proximité des câbles avec des minima et des maxima caractéristiques d'un phénomène de résonance.

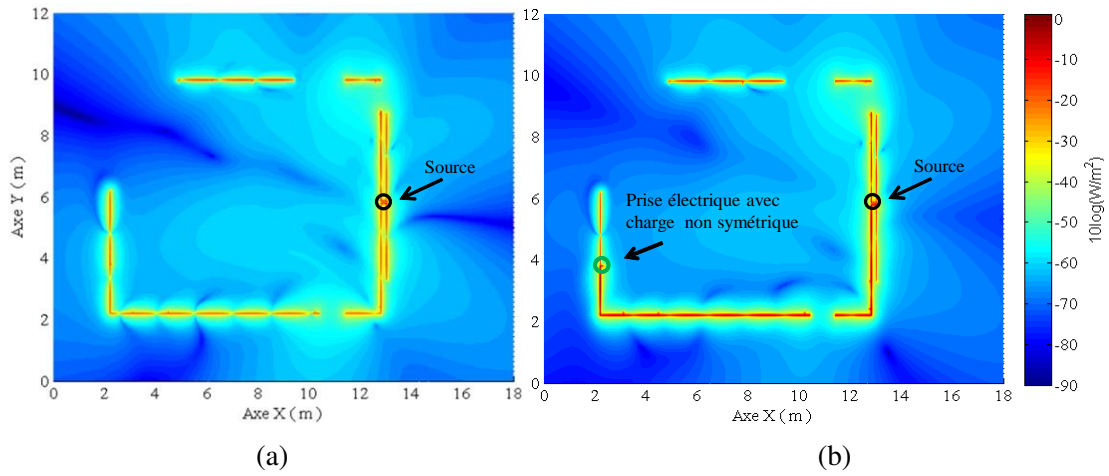


FIG. 4.3 – Effet des prises sur le rayonnement d'un réseau électrique. Prises en circuit ouvert (a), charge asymétrique connectée à une prise (b).

Le rayonnement de câbles électriques étant dû principalement au déséquilibre entre les lignes du câble bifilaire, nous avons connecté une charge non symétrique à une prise du réseau (résistance de $10\ \Omega$ entre la phase et la masse, et $100\ \Omega$ entre le neutre et la masse). La figure 4.3 (a) illustre l'influence de cette charge non symétrique sur le niveau de densité de puissance rayonnée. Tout au long du câble électrique, nous observons un incrément significatif du niveau de densité de puissance. Cependant, lorsqu'on s'éloigne de la structure électrique, le niveau de champ rayonné est sensiblement égal à celui obtenu pour des prises en circuit ouvert.

Les câbles électriques étant généralement contenus à l'intérieur des cloisons, nous avons également étudié l'influence de la structure du bâtiment sur le niveau de champ rayonné. La simulation FDTD permet d'intégrer les différents matériaux de construction, comme le bois, le plâtre ou le béton, à partir de leurs caractéristiques électromagnétiques. La figure 4.4 (a) représente la densité de puissance simulée sur la surface d'observation à 60 MHz en l'absence de la structure de l'habitation (seuls les câbles électriques ont été placés dans l'environnement de simulation). Dans la figure 4.4 (b) la structure de la maison type est considérée, incluant les cloisons dans différents matériaux. Nous observons une atténuation du rayonnement d'environ 15 dB. La différence de champ entre l'intérieur et l'extérieur de la maison montre également que les murs et ouvrants de l'habitation ont une influence non négligeable sur le champ rayonné.

4.2 Méthodes d'adaptation du système à l'environnement

4.2.1 CEM cognitive

La réglementation CEM pour les systèmes CPL-BB impose une limite dans la DSP du signal injecté sur le réseau électrique domestique. Pour un seuil de susceptibilité donné, cette limitation doit assurer un fonctionnement des systèmes partageant la même bande, sans interférence. Si ce type de réglementation statique permet d'assurer la coexistence des systèmes dans la grande majorité des cas, elle ne peut pas prendre en compte toutes les situations pratiques. Par ailleurs,

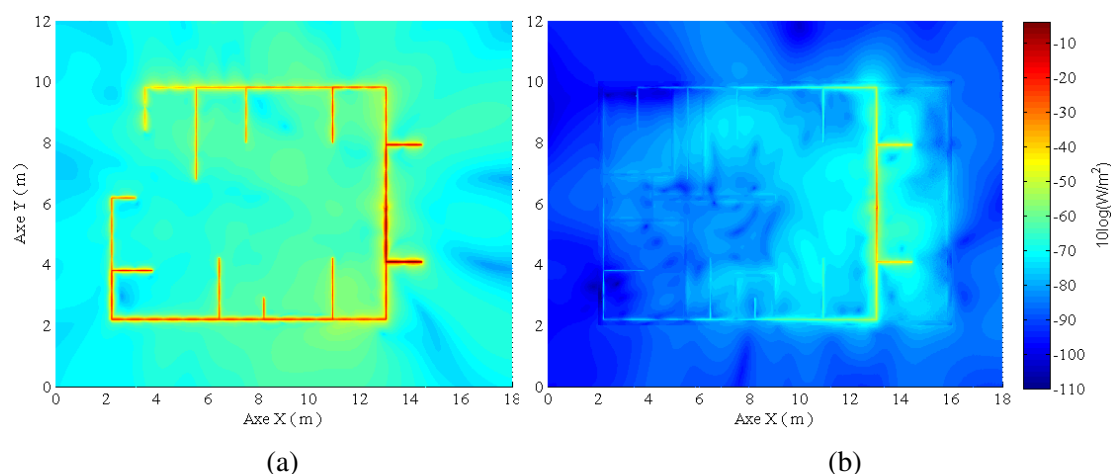


FIG. 4.4 – Effet du bâtiment sur le rayonnement d'un réseau électrique. Simulation sans la structure du bâtiment (a), et simulation en présence de la structure du bâtiment (b).

il n'est pas possible d'augmenter indéfiniment la marge de tolérance pour tenir compte des cas extrêmes, car cela serait sous-optimal en termes de débit et performance dans un grand nombre de situations.

Pour résoudre ce problème, les systèmes de communication adoptent aujourd'hui des fonctionnalités adaptatives, afin de se conformer aux exigences de l'environnement. On parle de CEM cognitive [178], sur le même principe que la radio cognitive développée dans [179]. Ainsi, en termes d'émission, la réglementation CEM propose aujourd'hui la protection dynamique de certaines bandes du spectre, que les systèmes CPL doivent libérer que lorsqu'ils détectent la présence d'un autre système (*dynamic notching*). En termes de susceptibilité, des techniques ont par exemple été proposées pour détecter la présence de bruit impulsif, afin de suspendre la transmission, ou de retransmettre les trames erronées sans attendre leur décodage [180].

Dans [41,42], nous avons étudié la possibilité de détecter la présence de signaux de radiodiffusion dans la bande FM afin d'exploiter les parties non utilisées du spectre pour les communications CPL. Les résultats ont montré que la réception des signaux FM sur les câbles électriques était suffisante pour détecter les services présents, à condition de combiner les informations reçues sur différentes prises, de manière coopérative. Dans 50% des cas expérimentaux observés, les gains en débit étaient supérieurs à 50 Mbit/s en utilisant les fréquences libres de la bande FM. Une étude similaire a été réalisée dans [181] pour la détection de émissions de radiodiffusion à ondes moyenne dans la gamme de fréquence des systèmes CPL-NB autour de 500 kHz.

4.2.2 Optimisation de la puissance d'émission

Cette section présente une méthode originale d'adaptation du système CPL à son environnement. Elle permet d'améliorer les performances et la couverture du système en optimisant le niveau d'émission du modem au regard de la réglementation CEM. Cette technique innovante, publiée dans [43], a fait l'objet d'un brevet [182] et a été intégrée dans la spécification industrielle HomePlug AV 2.0 [86]. Nous détaillons son principe et son évaluation dans les paragraphes suivants.

La technique d'optimisation de puissance consiste à évaluer l'impédance d'entrée du réseau électrique par une mesure locale de paramètre S au niveau de l'émetteur. Le modem compense alors la désadaptation d'impédance en choisissant une puissance de sortie optimale tout en garantissant le respect des masques d'émission réglementaires. Les limites de puissance injectée définies dans les spécifications systèmes sont basées sur des statistiques représentatives de l'adaptation d'impédance à l'interface entre le modem CPL et le réseau électrique. Dans la pratique, l'impédance d'entrée du réseau varie fortement en fonction de la fréquence et pour différentes configurations de réseau électrique. Ainsi, une partie de la puissance transmise est réfléchiée vers l'émetteur, où elle est dissipée. Le coefficient de réflexion à l'entrée du canal de propagation est caractérisé par le paramètre S_{11} , et la part de puissance transmise dissipée à l'émetteur est donnée par la quantité $20 \log_{10}(S_{11})$ en dB. Dans les situations où la désadaptation d'impédance est grande (caractérisée par un paramètre S_{11} élevé), seule une petite part du signal injecté est effectivement transmise au réseau électrique. Dans ces cas, l'interférence électromagnétique induite par le modem CPL est réduite.

Afin de compenser cette désadaptation d'impédance sélective en fréquence, la technique d'optimisation de puissance propose d'adapter le masque d'émission de l'émetteur CPL, à partir de la mesure du paramètre S_{11} à l'émetteur. On augmente alors la puissance injectée d'un facteur de compensation IMC (*Impedance Mismatch Compensation*), ce qui permet une transmission plus efficace de la puissance vers le réseau électrique. Etant donné que cette augmentation de puissance est réalisée de manière cognitive en fonction de l'impédance mesurée du réseau, la mise en œuvre de cette technique assure que le rayonnement électromagnétique de la ligne électrique reste sous la limite CEM imposée.

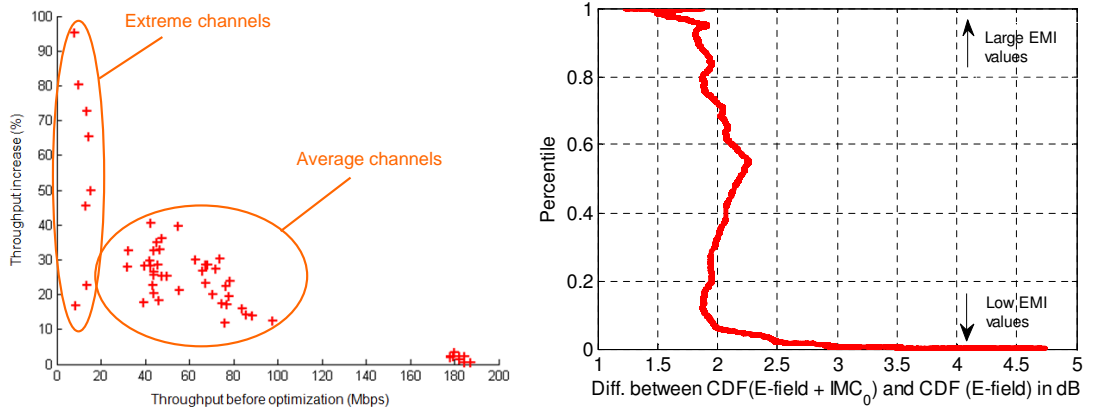


FIG. 4.5 – Effet de l'optimisation de la puissance transmise : sur le débit [183] (a) et sur la fonction de répartition de l'interférence (b).

Une première étude des performances de cette technique en termes de débit a été réalisée, à partir de 60 mesures de fonctions de transfert et de paramètres S_{11} sur 5 bâtiments, pour une émission s'étalant jusqu'à 30 MHz [183]. Les résultats en termes d'augmentation de débit sont représentées dans la figure 4.5 (a). On observe que pour les canaux moyens, offrant des débits entre 30 et 100 Mbit/s, l'application de cette technique offre une augmentation de débit de 20% à 30%. Cette technique est particulièrement favorable pour les canaux difficiles, présentant des débits faibles, pour lesquels le débit peut aller jusqu'à doubler. On observe également que le

débit des très bons canaux de varie pas par l'application de l'optimisation de puissance, car leurs conditions de transmission étaient déjà favorables.

Pour l'intégration de cette technique dans la spécification HomePlug AV 2.0, nous avons réalisé une étude statistique plus approfondie des valeurs du paramètre S_{11} et de l'impact de l'augmentation de puissance sur l'interférence électromagnétique. Les données utilisées ont été collectées pendant la campagne de mesure ETSI STF 410, présentée dans le chapitre 3. Des mesures de paramètre S_{11} et de rayonnement ont été réalisées sur la bande de 1 à 100 MHz. L'analyse est basée sur 478 mesures réalisées en Allemagne et en France

Pour l'implémentation pratique, le facteur IMC est défini en dB de la manière suivante :

$$IMC(k) = \min \left(\max \left(10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 - |S_{11}(k)|^2} \right) - M, 0 \right), IMC_{\max} \right) \quad (4.1)$$

où $S_{11}(k)$ représente l'estimation du paramètre S_{11} pour la porteuse k . Une marge M est utilisée pour tenir compte des incertitudes de mesure sur le paramètre S_{11} , et IMC_{\max} est la valeur maximale fixée pour le facteur IMC en dB.

La figure 4.6 représente les fonctions de répartition du paramètre S_{11} mesuré, ainsi que du facteur IMC correspondant, calculé avec une marge M de 0 dB. Sur la figure 4.6 (a), on observe que le paramètre S_{11} est supérieur à -10 dB dans 80% des cas. Ceci indique que dans 80% des cas, plus de 10% de l'énergie est réfléchi vers l'émetteur.

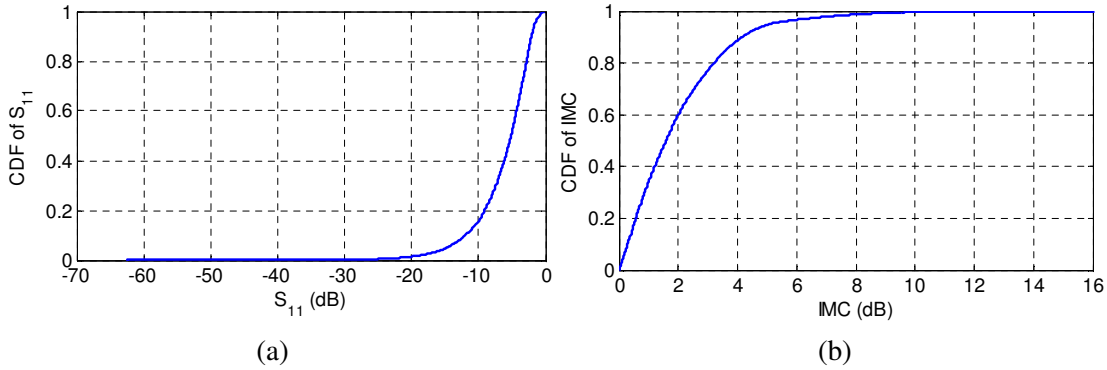


FIG. 4.6 – Fonctions de répartition des paramètres expérimentaux S_{11} (a) et IMC (b).

La figure 4.6 (b) donne une idée de l'augmentation potentielle de la puissance transmise :

- Dans 40% des mesures, la puissance d'émission peut être augmentée de plus de 2 dB pour compenser la désadaptation d'impédance
- Dans 10% des mesures, la puissance d'émission peut être augmentée de plus de 4 dB pour compenser la désadaptation d'impédance

Nous nous sommes ensuite concentrés sur l'effet de l'optimisation de puissance sur l'interférence électromagnétique. Les données mesurées ont permis le calcul de deux fonctions de répartition du champ électrique rayonné : sans application de l'optimisation de puissance, et après application de cette technique. La figure 4.5 (b) présente, pour chaque quantile, la différence entre ces deux fonctions de répartition du champ électrique entre les deux méthodes de transmission.

On observe que pour les valeurs de champ rayonné les plus fortes (dernier quartile), qui représentent les pires cas d'interférence, l'application de la technique d'optimisation de puissance génère une augmentation du champ rayonné inférieure à 2 dB. Cette valeur peut être comparée à la distribution du facteur IMC de la figure 4.6 (b) qui montre que l'augmentation de puissance potentielle est supérieure à 2 dB dans 40% des cas. La stratégie d'adaptation consiste donc à utiliser une marge M de 2 dB, ce qui permet d'augmenter la puissance d'émission dans 40% des cas sans augmenter l'interférence dans les scénarios de champ rayonné élevé.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la problématique de la CEM pour les systèmes CPL-BB. Pour assurer la coexistence des systèmes communicants dans la même bande de fréquence, les organismes de régulation définissent des masques d'émission de la puissance transmise. Ainsi, en Europe, le standard CENELEC EN 50561-1 impose une limite de la DSP du signal injecté de -55 dBm/Hz pour les fréquences en-dessous de 30 MHz, avec une protection particulière de certains services, comme les bandes radio amateur. De 30 à 100 MHz, les travaux de régulation sont en cours et les systèmes actuels utilisent une limite fixée à -85 dBm/Hz.

Le rayonnement des câbles électriques est dû aux asymétries du réseau qui transforment le signal différentiel en courant de mode commun. Nous avons mené des études pour évaluer le niveau de rayonnement involontaire du réseau électrique domestique, en utilisant un outil de simulation électromagnétique basé sur la FDTD. Les résultats ont confirmé que le niveau de rayonnement est lié au déséquilibre du réseau et des charges connectées. Les murs et cloisons jouent également un rôle d'affaiblissement du rayonnement généré.

Afin d'assurer une gestion efficace des systèmes, on voit apparaître des techniques de CEM cognitive, où les systèmes adaptent leur émission en fonction de leur environnement. La technique *dynamic notching* appliquée par la norme CENELEC EN 50561-1 aux émetteurs de la bande OC est un exemple de CEM adaptative. Nous avons évalué son utilisation dans la bande FM en montrant qu'elle pourrait apporter une augmentation des débits de l'ordre de 50 Mbit/s.

Finalement, nous avons présenté une méthode originale permettant d'optimiser la puissance d'émission des systèmes CPL vis-à-vis de la réglementation CEM. Pour cela, on compense les pertes de puissance dissipée à l'émetteur, en évaluant la désadaptation d'impédance du modem, caractérisée par la mesure du paramètre S_{11} . Notre étude expérimentale a montré des gains en débit de l'ordre de 30%, sans augmenter l'interférence dans les cas de champs rayonné élevé. Cette innovation a été intégrée à la norme HomePlug AV 2.0.

A l'avenir, la recherche dans la CEM des systèmes CPL se concentrera sur les méthodes adaptatives afin de minimiser les émissions involontaires et assurer une meilleure coexistence inter-systèmes. Le chapitre 5 fait le point sur ces méthodes et propose une technique innovante inspirée du domaine des transmissions radioélectriques.

Chapitre 5

Mitigation des émissions par retournement temporel

La technologie CPL permet de transmettre des données à des débits de l'ordre de plusieurs centaines de Mbit/s en réutilisant l'infrastructure des câbles électriques. Les systèmes actuels émettent dans la bande de 2 à 28 MHz, voire jusqu'à 86 MHz pour les systèmes les plus récents. Le réseau électrique n'a pas été initialement conçu pour transmettre des signaux à haute fréquence. Ainsi, les systèmes CPL génèrent un rayonnement électromagnétique involontaire, susceptible d'interférer avec d'autres systèmes de transmission, comme la radiodiffusion sur ondes courtes, ou les communications radio amateur, par exemple. Pour cette raison, le niveau d'émission des systèmes CPL est réglementé par des normes précises, développées au sein d'organismes comme le CISPR ou le CENELEC. Afin de minimiser les interférences entre systèmes et d'améliorer leurs performances, plusieurs propositions de mitigation des émissions involontaires ont été présentées dans la littérature. Nous en présentons quelques-unes dans la section 5.1.

Les méthodes mises en œuvre doivent répondre à deux buts. D'une part, il serait intéressant de focaliser l'énergie transmise au niveau du récepteur. Le gain en puissance reçue permettrait alors de réduire d'autant le niveau de signal à l'émission. D'autre part, les méthodes de mitigation doivent diminuer le niveau de signal reçu en tout point à l'exception du récepteur. Ces deux objectifs apparaissent comme des caractéristiques d'une technique de transmission déjà connue dans le domaine de la radio : le Retournement Temporel (RT) [184]. Des études expérimentales réalisées sur des ondes radioélectriques ULB ont démontré les propriétés de focalisation et de réduction d'interférence de cette technique [185, 186].

Dans ce chapitre, nous présentons une analyse du RT comme moyen de mitiger les effets de rayonnement pour une transmission filaire. La section 5.2 présente l'adaptation du RT aux communications CPL, et une étude expérimentale des performances obtenues est présentée dans la section 5.3. L'application du RT au domaine des communications filaires a fait l'objet d'un brevet [187], et a été publiée pour la première fois dans [188]. Les études ont ensuite été réalisées dans le cadre d'une thèse [44], et publiées dans [45]. Cet exemple prometteur montre l'importance de la fertilisation croisée entre différents domaines, comme ici les technologies radio et filaire.

5.1 Méthodes de mitigation du rayonnement involontaire

Parmi les méthodes de mitigation du rayonnement involontaire présentes dans la littérature, on distingue les méthodes passives, qui ne nécessitent pas de modifier le signal transmis, et les méthodes actives de traitement du signal.

Comme exemple de mitigation passive, les auteurs de [189] ont proposé de connecter des charges spécifiques aux prises murales, afin de réduire les asymétries sur les lignes électriques. Ceci réduit la conversion du signal différentiel en courant de mode commun, et donc le rayonnement involontaire. Cette technique nécessite une connexion de matériel supplémentaire sur les prises du réseau électrique, au prix d'une complexité accrue du système CPL.

Du côté de la mitigation active, la référence [190] présente une méthode de réduction des émissions rayonnées par l'application d'un signal auxiliaire. L'idée est de profiter de la présence du conducteur de terre pour injecter un signal en opposition de phase par rapport au signal CPL. Dans ces conditions, l'interférence destructive des deux signaux doit permettre l'annulation partielle ou totale du rayonnement. Cette technique semble intéressante du point de vue théorique, mais dans la pratique, un mauvais contrôle du déphasage peut conduire à une augmentation significative de l'interférence.

La méthode est modifiée dans [191], où une mesure locale du champ électromagnétique est utilisée pour annuler l'interférence à un point donné dans l'espace. Les simulations ont montré de bonnes performances, cependant l'atténuation reste localisée, et cette méthode peut surtout servir pour protéger un dispositif en particulier. D'autres méthodes de protection ponctuelle consistent à évaluer le niveau d'interférence en un point, puis d'éteindre les fréquences générant le plus d'interférence [192].

5.2 Le retournement temporel pour les communications CPL

5.2.1 Retournement temporel dans le domaine des transmissions radio

Le Retournement Temporel (RT), également appelé conjugaison de phase dans le domaine fréquentiel, est une technique qui a été développée dans le domaine de la transmission d'ondes acoustiques [193, 194]. Plus récemment, cette technique a été étendue au domaine des communications radioélectriques [184]. Le milieu de propagation des ondes électromagnétiques par trajets multiples fournit en effet d'excellentes conditions pour l'application du RT, notamment pour les systèmes à Ultra Large Bande (ULB) [195]. La technique du RT consiste à mettre en forme le signal transmis en utilisant un filtre adapté au canal de transmission. À titre d'illustration, l'émission d'une impulsion idéale de Dirac $\delta(\tau)$ est considérée dans la figure 5.1. Par définition, pour toute position \mathbf{r}_0 du récepteur, le signal reçu est la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal $h(\tau, \mathbf{r}_0)$.

Le RT utilise la connaissance du canal à l'émission pour filtrer le signal à émettre. Plus précisément, la RI $h(\tau, \mathbf{r}_0)$ est retournée temporellement et normalisée pour servir de filtre d'entrée. Physiquement, chaque écho retardé constituant le filtre se propage, parmi d'autres trajets possibles, par son trajet de propagation original. Ainsi, les échos multiples s'additionnent de façon cohérente au niveau du récepteur, en focalisant temporellement l'énergie reçue.

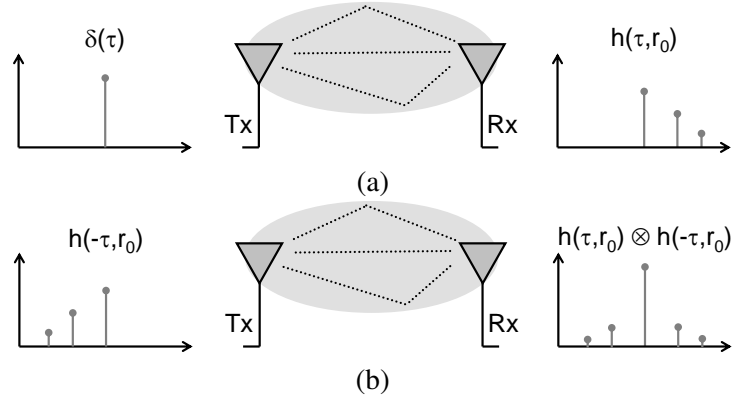


FIG. 5.1 – Transmission sur un canal de propagation multi-trajets idéal : (a) d’une impulsion de Dirac et (b) de la RI retournée temporellement.

Mathématiquement, l’application du RT conduit pour tout récepteur situé à une position arbitraire \mathbf{r} , à une RI équivalente perçue $h_{RT}(\tau, \mathbf{r}_0)$ donnée par [195] :

$$h_{RT}(\tau, \mathbf{r}) = \frac{h(-\tau, \mathbf{r}_0)}{\sqrt{\int |h(\tau, \mathbf{r}_0)|^2 d\tau}} \otimes h(\tau, \mathbf{r}) \quad (5.1)$$

où le symbole \otimes représente la convolution dans le domaine temporel. Cette notation est valable pour une RI à valeurs réelles, comme cela est le cas pour les systèmes à bande de base comme le CPL. On notera que le filtre de mise en forme est normalisé à une puissance unitaire.

En reformulant l’équation (5.1) dans le domaine fréquentiel, on obtient :

$$H_{RT}(f, \mathbf{r}) = \frac{H(f, \mathbf{r}_0)^*}{\sqrt{\int |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df}} \times H(f, \mathbf{r}) \quad (5.2)$$

où $H(f, \mathbf{r})$ est la fonction de transfert, et $*$ représente le nombre complexe conjugué.

Deux conclusions peuvent être tirées des équations (5.1) et (5.2). D’abord, à la position visée \mathbf{r}_0 , la RI perçue se simplifie en :

$$h_{RT}(\tau, \mathbf{r}_0) = \frac{1}{\sqrt{\int |h(\tau, \mathbf{r}_0)|^2 d\tau}} \times R_h(\tau, \mathbf{r}_0) \quad (5.3)$$

où $R_h(\tau, \mathbf{r}_0)$ représente la fonction d’autocorrélation du canal dans le domaine temporel. De la même manière, la fonction de transfert perçue se simplifie en :

$$H_{RT}(f, \mathbf{r}_0) = \frac{1}{\sqrt{\int |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df}} \times |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 \quad (5.4)$$

Pour un environnement riche en trajets multiples, l’autocorrélation de la RI présente un pic important pour $\tau = 0$, et des échos secondaires atténués. Plusieurs études ont montré que cette technique permettait donc de réduire l’étalement temporel [185, 186]. Dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert perçue est proportionnelle au carré de l’amplitude de la fonction

de transfert réelle. Ceci conduit à des gains importants en termes de puissance reçue, par une meilleure exploitation de la sélectivité fréquentielle du canal. Dans une étude menée sur des canaux ULB [195], nous avons démontré que l'application du RT dans un canal présentant un affaiblissement constant en fonction de la fréquence mais des fluctuations rapides de Rayleigh, apporte un gain théorique de 3 dB sur la puissance totale reçue. Ce gain théorique augmente à 5 dB lorsqu'on considère l'affaiblissement en fréquence typique observé dans des canaux ULB pratiques.

La seconde conclusion tirée des équations (5.1) et (5.2) est que pour toutes les autres positions \mathbf{r} différentes de \mathbf{r}_0 , le RT crée une désadaptation entre le filtre d'émission et le canal. Par exemple, dans l'équation (5.2), la fonction de transfert perçue correspond au produit de deux fonctions de transfert indépendantes, $H(f, \mathbf{r}_0)^*$ et $H(f, \mathbf{r})$, qui présentent éventuellement des structures d'évanouissement fréquentiel très différentes. Ainsi, en sommant sur l'ensemble des fréquences, la puissance totale reçue aux positions non ciblées est diminuée. Dans le domaine radio, cet effet est appelé focalisation spatiale, et est généralement évalué comme le rapport entre le maximum de $h_{RT}(\tau, \mathbf{r})$ et le maximum de $h_{RT}(\tau, \mathbf{r}_0)$, pour une certaine distance $\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0\|$. Des facteurs de focalisation spatiale de -10 dB ont été mesurés dans [195] et [196].

5.2.2 Extension au domaine des transmissions filaires

L'étude du RT dans le domaine des transmissions sans-fil a montré que le RT fournit deux avantages, à savoir une augmentation de la puissance reçue à la position ciblée et une diminution de la puissance reçue pour les autres positions du récepteur. Ces avantages sont intéressants dans le contexte des communications filaires, où le niveau de puissance transmise est contraint par le rayonnement involontaire des câbles.

Nous avons présenté l'application du RT à la CEM des systèmes CPL pour la première fois dans [188]. En référence à la figure 5.2, nous considérons un modem CPL émetteur placé à l'origine et un modem CPL récepteur placé en une position \mathbf{r}_0 du réseau électrique BT. En filtrant le signal transmis à l'aide de la fonction $H(f, \mathbf{r}_0)^*$, on peut montrer un gain au niveau du récepteur situé en \mathbf{r}_0 , qui contribuera à fournir un rapport signal à bruit amélioré. Cette augmentation de la puissance reçue peut également être appliquée comme une réduction de la puissance transmise tout en assurant les mêmes performances. Pour les autres prises du réseau (\mathbf{r}_1 et \mathbf{r}_2) le signal reçu sera atténué.

De manière plus intéressante, le filtrage adapté affectera également le signal rayonné par les câbles et reçu en un point arbitraire de l'espace \mathbf{r}_3 . Le niveau de champ rayonné en ce point peut être évalué en mesurant une fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_3)$ entre le modem d'émission et une antenne idéale située à la position \mathbf{r}_3 . Comme les fonctions de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)^*$ et $H(f, \mathbf{r}_3)$ sont décorrélées, on peut s'attendre à observer une diminution du champ rayonné.

5.3 Etude expérimentale et résultats

5.3.1 Expérimentation

Afin de valider le gain de la technique de RT en termes de mitigation du rayonnement CPL, nous avons réalisées plusieurs séries de mesures expérimentales. Les premières analyses ont été

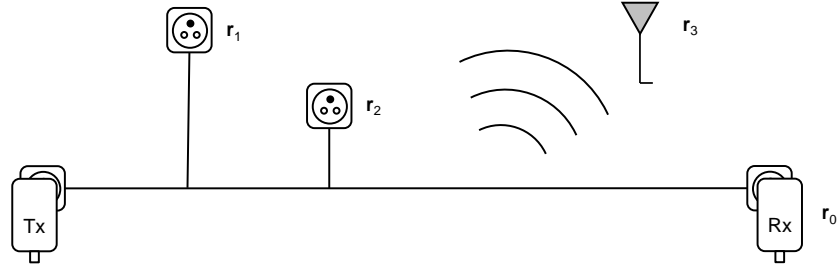


FIG. 5.2 – Principe d'application du RT à une transmission filaire.

réalisées sur un petit nombre de mesures collectées en environnement de bureau en utilisant une technique de sondage du domaine temporel [45].

Nous présentons ici les résultats obtenus à partir de données mesurées dans le cadre de la mission ETSI STF 410, dans 9 maisons et appartements situés en France et en Allemagne [35]. Cette campagne de mesure est présentée dans le chapitre 3. Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et sont composées de fonctions de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)$ mesurées entre deux coupleurs CPL, et de fonctions de transfert $H(f, \mathbf{r}_3)$ mesurées entre le coupleur d'émission et une antenne biconique située à une position arbitraire \mathbf{r}_3 . Au total, 114 couples de fonctions de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)$ et $H(f, \mathbf{r}_3)$ forment la base de notre étude statistique. Dans la suite de l'étude, ces mesures sont exploitées sur la bande de fréquence de 2 à 28 MHz, qui correspond à la bande utilisée par la majorité des modems CPL actuellement déployés.

5.3.2 Traitement des données

A partir d'une mesure de la fonction de transfert du canal CPL $H(f, \mathbf{r}_0)$, nous définissons l'atténuation moyenne du canal avant application du RT de la manière suivante :

$$\overline{H(\mathbf{r}_0)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H(f, \mathbf{r}_0)|^2 df \right) \quad (5.5)$$

où $f_{\min} = 2$ MHz et $f_{\max} = 28$ MHz représentent les fréquences minimale et maximale de l'étude. L'atténuation moyenne du canal peut être considérée comme l'atténuation perçue par un récepteur capable d'utiliser toute la puissance disponible dans la bande de fréquence de travail.

De la même manière, en utilisant la fonction de transfert perçue par le système après application du RT, définie dans l'équation (5.4), on peut calculer l'atténuation moyenne du canal après application du RT :

$$\overline{H_{RT}(\mathbf{r}_0)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} |H_{RT}(f, \mathbf{r}_0)|^2 df \right) \quad (5.6)$$

A partir des équations (5.5) et (5.6), il est possible pour chaque mesure de définir le gain de canal G_{RT} , qui correspond pour le récepteur au gain en puissance totale reçue par l'application du RT. Notons que la puissance totale émise n'est pas modifiée par l'application du RT.

$$G_{RT} = \overline{H_{RT}(\mathbf{r}_0)} - \overline{H(\mathbf{r}_0)} \quad (5.7)$$

Afin d'étudier l'effet du RT sur l'interférence électromagnétique involontaire, nous supposons qu'un modem CPL injecte un signal de densité de puissance $P_{tx} = -55$ dBm/Hz sur la ligne électrique. Il est alors possible de calculer la densité de puissance du champ électrique à la position \mathbf{r}_3 , $E(f, \mathbf{r}_3)$ en dB μ V/m, à partir de la fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_3)$ de la manière suivante [68] :

$$E(f, \mathbf{r}_3) = P_{tx} + 20 \log(|H(f, \mathbf{r}_3)|) + 107 + AF(f) \quad (5.8)$$

où $AF(f)$ représente le facteur d'antenne, et 107 représente le facteur de conversion de dBm en dB μ V.

La densité de puissance rayonnée moyenne sur l'ensemble de la bande considérée est alors donnée en dB(W/m²) par :

$$\overline{S(\mathbf{r}_3)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{1}{120\pi} |E(f, \mathbf{r}_3)|^2 df \right) \quad (5.9)$$

où $E(f, \mathbf{r}_3)$ est exprimé en V/m, et le terme 120π représente l'impédance de l'espace libre en Ω .

Les quantités $E(f, \mathbf{r}_3)$ et $\overline{S(\mathbf{r}_3)}$ peuvent également être calculées après application du RT, à partir de la fonction de transfert $H_{RT}(f, \mathbf{r}_3)$ donnée par l'équation (5.2), de la manière suivante :

$$E_{RT}(f, \mathbf{r}_3) = P_{tx} + 20 \log(|H_{RT}(f, \mathbf{r}_3)|) + 107 + AF(f) \quad (5.10)$$

$$\overline{S_{RT}(\mathbf{r}_3)} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{f_{\max} - f_{\min}} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{1}{120\pi} |E_{RT}(f, \mathbf{r}_3)|^2 df \right) \quad (5.11)$$

Dès lors, il est possible de calculer un coefficient de réduction du rayonnement indésirable, R_{RT} en dB, correspondant à la diminution de la densité de puissance rayonnée moyenne par application du RT :

$$R_{RT} = \overline{S(\mathbf{r}_3)} - \overline{S_{RT}(\mathbf{r}_3)} \quad (5.12)$$

5.3.3 Exemple de mesure

La figure 5.3 (a) donne un exemple de fonction de transfert $H(f, \mathbf{r}_0)$ mesurée à la position \mathbf{r}_0 . La forte variabilité en fréquence de la mesure (courbe rouge) traduit l'effet des trajets de propagation multiples. Après application du filtre de RT (courbe noire), on observe que les fréquences les moins atténuées bénéficient d'une augmentation de puissance, au détriment des fréquences subissant des évanouissements. En particulier, pour toutes les fréquences pour lesquelles l'atténuation du canal $H(f, \mathbf{r}_0)$ est plus faible que l'atténuation moyenne $\overline{H(\mathbf{r}_0)}$, la fonction de transfert perçue après RT $H_{RT}(f, \mathbf{r}_0)$ présente un gain de canal. Ceci est visible, par

exemple, entre les fréquences 5,5 MHz et 8 MHz. En intégrant le gain de canal sur le signal total reçu, l'application du RT permet ici un gain en puissance totale reçue de $G_{RT} = 5$ dB.

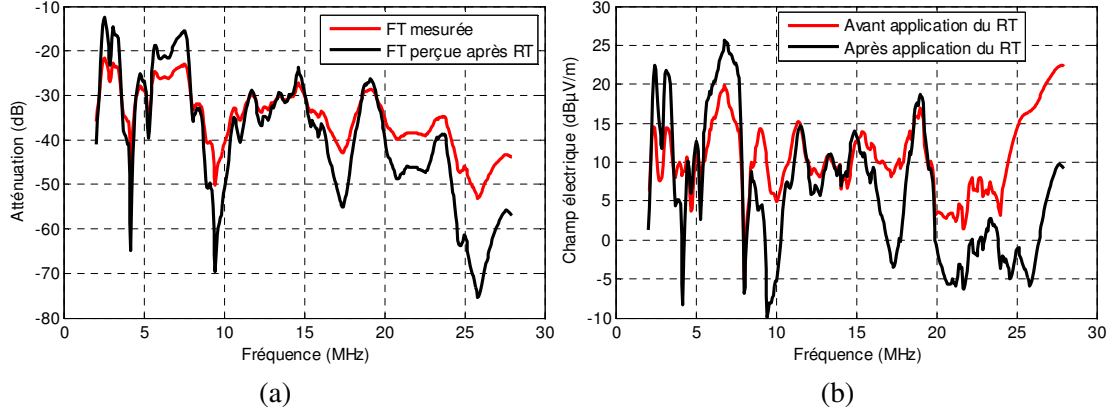


FIG. 5.3 – Effet du RT pour une mesure particulière : (a) fonction de transfert du canal avant et après RT, (b) champ électrique mesuré avant et après application du RT.

La figure 5.3 (b) présente the champ électrique $E(f, \mathbf{r}_3)$ mesuré à la position de l'antenne \mathbf{r}_3 . Avant application du RT (courbe rouge), le champ électrique est variable entre 0 et 20 dBμV/m sur la bande de 2 à 28 MHz. L'application du filtre de RT génère une baisse visible du rayonnement à certaines fréquences, notamment au-delà de 15 MHz. Dans cet exemple, la densité de puissance rayonnée moyenne sur l'ensemble de la bande considérée a été réduite d'un facteur $R_{RT} = 0.8$ dB.

5.3.4 Analyse statistique

Nous rappelons que des mesures ont été réalisées dans 9 habitations situées en France et en Allemagne, permettant une analyse sur 114 couples de mesure de canal $H(f, \mathbf{r}_0)$ et de mesure de rayonnement électromagnétique $H(f, \mathbf{r}_3)$.

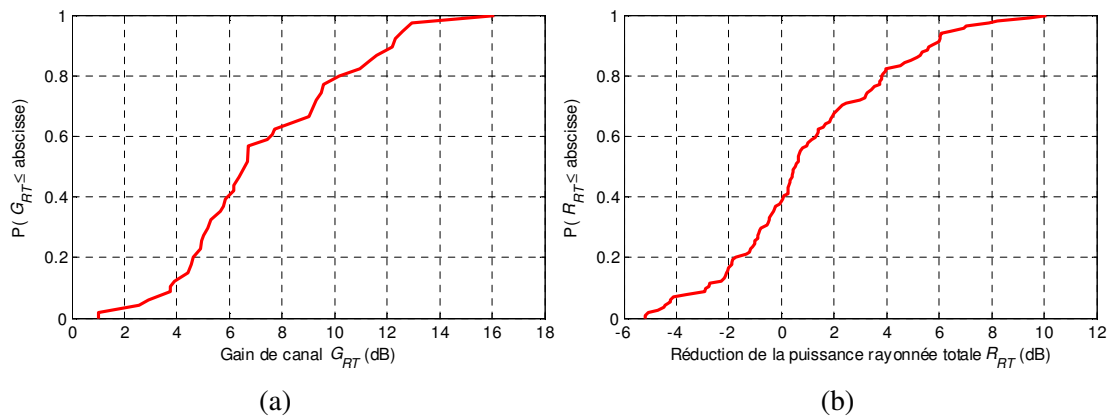


FIG. 5.4 – Analyse statistique de l'application du RT : (a) fonction de répartition du gain de canal G_{RT} , (b) fonction de répartition du coefficient de réduction de la puissance rayonnée R_{RT} .

La figure 5.4 (a) présente la fonction de répartition du gain de canal G_{RT} pour l'ensemble des mesures de canal. On observe que le gain de canal est toujours supérieur à 1 dB, avec un maximum de 16 dB. Le gain de canal médian est de 7 dB. 93% des mesures présentent un gain de canal supérieur à 3 dB et dans 59% des cas, ce gain est supérieur à 6 dB. Notons que ce gain de canal peut être utilisé de différentes manières. Si l'on souhaite optimiser les performances, ce gain se traduira directement par une augmentation du rapport signal à bruit au récepteur, et donc à une réduction du taux d'erreur binaire. Dans notre cas particulier du CPL, l'objectif peut également consister à réduire le rayonnement électromagnétique involontaire, tout en conservant les performances de transmission. Pour cela, il suffit de réduire la puissance d'émission d'un facteur G_{RT} .

La figure 5.4 (b) présente la fonction de répartition du coefficient de réduction de la puissance rayonnée R_{RT} . On observe que dans 60% des cas, l'application du RT permet une réduction directe du rayonnement, jusqu'à un maximum de 10 dB. Par contre, dans 40% des cas, le RT aggrave la problématique du rayonnement électromagnétique, étant donné que l'interférence peut augmenter jusqu'à 5 dB. Nous avons également observé cette tendance sur une analyse statistique similaire réalisée à partir de mesures effectuées dans le domaine temporel [45].

A partir des observations des statistiques des paramètres G_{RT} et R_{RT} , on peut définir une stratégie optimale pour diminuer le rayonnement involontaire pour un système CPL. La méthode consiste à appliquer le filtre de RT, et à calculer le gain de canal G_{RT} correspondant, puis à diminuer la puissance d'émission du facteur G_{RT} . De cette manière, la puissance totale reçue, et donc les performances du système, restent inchangées. Par contre, la réduction effective du rayonnement électromagnétique sera donnée par le coefficient de mitigation M_{RT} suivant :

$$M_{RT} = G_{RT} + R_{RT} \quad (5.13)$$

La figure 5.5 montre la fonction de répartition de la mitigation effective de l'interférence, M_{RT} , obtenue en sommant la diminution du rayonnement et le gain du canal. On observe que dans 98% des cas, les interférences électromagnétiques sont effectivement diminuées, avec des facteurs de mitigation allant jusqu'à 17 dB. Dans 60% des cas, l'interférence involontaire est diminuée de plus de 5 dB. Ces bonnes performances confirment la tendance déjà observée à partir d'un jeu plus réduit de mesures réalisées dans le domaine temporel [45]. Il faut noter également que dans 2% des cas, le rayonnement électromagnétique est aggravé, mais l'augmentation du rayonnement n'excède pas 0,6 dB.

5.4 Conclusion

Ce chapitre aborde la problématique de la mitigation des émissions involontaires du réseau électriques liées à la technologie CPL. Ce rayonnement étant particulièrement dû à la conversion du signal de mode différentiel en courant de mode commun dans le réseau, des techniques passives ont été proposées pour améliorer l'équilibre d'impédance des connecteurs P, N et T. D'autre part, il est possible de modifier le signal transmis de manière à minimiser les interférences, généralement en un point localisé : c'est l'objet des méthodes actives.

Nous avons présenté une technique de mitigation active du rayonnement involontaire des systèmes CPL par l'application du RT. Cette technique a fait l'objet d'un brevet [187], et nous

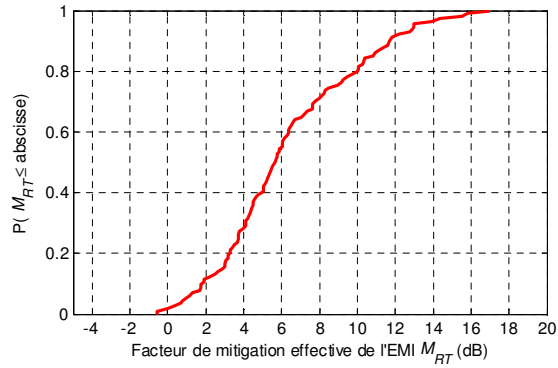


FIG. 5.5 – Fonction de répartition de la mitigation effective de l'interférence M_{RT} .

l'avons validé en utilisant plusieurs jeux de mesures, d'abord réalisées dans le domaine temporel en environnement de bureau, puis dans le domaine fréquentiel en environnement résidentiel.

Les résultats ont montré que l'application du RT à la transmission filaire permet d'obtenir un gain de puissance totale reçue de 1 dB à 16 dB. Simultanément, le rayonnement électromagnétique indésirable est diminué dans 60% des cas. En combinant ces deux avantages, il est possible de transmettre des données avec la même performance, tout en réduisant de manière significative le rayonnement électromagnétique. En effet, l'interférence totale est effectivement diminuée avec une probabilité de 98%, et dans 60% des cas, le coefficient de mitigation effective est supérieur à 5 dB.

Les prochaines étapes de cette étude consisteront à établir des protocoles pratiques de mise en œuvre pour intégrer ces techniques dans les futurs standards CPL. D'autre part, il serait intéressant d'analyser l'effet du RT sur d'autres technologies de communication filaire, comme les systèmes CPL-NB utilisées pour les réseaux de distribution *Smart Grids* dans les fréquences inférieures à 500 kHz, ou encore les technologies DSL pour la transmission haut débit sur les réseaux téléphoniques.

Chapitre 6

Communications CPL et efficacité énergétique

Les questions de la consommation d'énergie, d'efficacité énergétique et plus généralement l'impact sur l'environnement sont de plus en plus d'actualité dans un certain nombre de secteurs de l'industrie. En particulier, l'industrie des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) représente une partie non négligeable de la consommation électrique mondiale. L'impact environnemental est un critère particulièrement important dans le cadre du Réseau Local Domestique (RLD), car il s'agit des équipements de télécommunications qui sont présents dans la sphère privée du consommateur. Or, plusieurs initiatives traitent la problématique de l'efficacité énergétique et du rayonnement électromagnétique pour les réseaux de type cellulaire (par exemple le projet GreenTouch), mais concernant les réseaux résidentiels, les travaux de recherche restent à mener.

Ce chapitre présente la problématique de l'efficacité énergétique pour les systèmes de communication CPL à haut débit dans le RLD. Ces travaux ont été menés dans le cadre d'une thèse démarrée en 2013 [46], et au sein du projet collaboratif FUI GREENCoMM. L'ambition du projet GREENCoMM est d'améliorer l'efficacité énergétique des technologies de connectivité du RLD : l'accès radio WiFi, les transmissions par CPL, et l'accès optique. En tant que responsable technique lors du montage du projet, j'ai eu l'occasion de coordonner les différentes propositions d'études. J'ai ensuite concentré ma participation au projet sur les aspects CPL.

Dans la section 6.1, nous décrivons la problématique de l'efficacité énergétique du RLD en dressant le panorama des initiatives menées dans cette thématique, et en évaluant le gain énergétique lié à l'optimisation des technologies de communication. La section 6.2 présente les mesures expérimentales réalisées afin de modéliser la consommation de modems CPL classiques [47] et MIMO [48]. Enfin, dans la section 6.3, une étude particulière de la configuration de communication en relais est présentée, afin d'évaluer le gain de ce mode de transmission en termes de consommation énergétique [49, 50].

6.1 Efficacité énergétique du RLD : positionnement du problème

La problématique de l'impact environnemental des TIC, est une thématique de recherche en pleine croissance. De nombreux consortiums et initiatives s'attaquent à ce sujet. On peut citer par exemple le consortium GreenTouch, qui vise une amélioration de l'efficacité énergétique des réseaux mobiles d'un facteur 1000, ainsi que les projets collaboratifs européens OPERA-NET (Eureka Celtic), Earth (FP7), et Trend (NoE FP7). Le nombre important de ces projets montre l'importance de la thématique de l'efficacité énergétique dans les technologies de communication actuelles. Cependant, la plupart des efforts traitent le problème des réseaux cellulaires et peu de travaux sont disponibles pour l'environnement du réseau local domestique. Dans ce domaine, on peut citer le projet FUI EconHome, qui vise à réduire la consommation d'énergie du RLD par une gestion optimisée de l'architecture et des modes de veille.

D'un point de vue de la standardisation, on peut noter que plusieurs instituts de normalisation ont développé des spécifications visant particulièrement une meilleure efficacité énergétique. Ainsi dans le cas du CPL, le groupe de travail Home Plug TWG a développé les standards HomePlug Green PHY et HomePlug AV2, qui comportent des nouvelles fonctionnalités comme les modes de veille, et la possibilité d'adapter la puissance de transmission au minimum nécessaire pour une transmission sans erreur. De son côté, l'ITU a développé la spécification G.9960 *Low Complexity Profile*, disposant de fonctionnalités similaires.

La sensibilisation à l'efficacité énergétique des TIC s'inscrit dans un contexte d'augmentation forte de la demande énergétique et d'une sensibilité accrue des usagers aux problématiques environnementales. En particulier, les TIC représentent une partie non négligeable de la consommation électrique mondiale. L'impact environnemental est un critère particulièrement important dans le cadre du RLD, car il s'agit des équipements de télécommunications qui sont présents dans la sphère privée du consommateur. Aujourd'hui, plus de 30% de la consommation électrique du domicile (hors chauffage et production d'eau chaude) sont dus au matériel informatique et audiovisuel [197]. Par ailleurs, la consommation du secteur des TIC représentait 7,3% de la consommation électrique française en 2008 [198]. Cette part va s'accroître dans les années à venir en raison de l'explosion du nombre de terminaux connectés dans le domicile et de l'évolution des usages.

Les opérateurs de télécommunications sont particulièrement attachés à l'amélioration de leurs équipements en ce sens. D'une part, l'impact environnemental des équipements de télécommunications situés chez le client engage la Responsabilité Sociale d'Entreprise (RSE) de l'opérateur. D'autre part, la mise à disposition d'équipements du RLD à haute efficacité énergétique représente un avantage concurrentiel non négligeable pour la part de plus en plus importante de clients éco-sensibles. Un certain nombre d'initiatives sont donc prises pour réduire l'impact écologique de l'industrie des TIC, par exemple la charte de la Fédération Française des Télécommunications pour la maîtrise des consommations d'énergies (2010), ou encore les accords européens "European Code of Conduct on Energy Consumption of Broad Band Equipment" (2011), et "Voluntary Industry Agreement to improve the energy consumption of Complex Set Top Boxes" (2010). Ces initiatives reposent aujourd'hui sur l'engagement volontaire des acteurs. Cependant, on peut anticiper une régulation plus contraignante dans les années à venir, avec la mise en place par exemple d'une fiscalité écologique. Enfin, ces travaux sont menés dans un contexte d'augmentation du coût de l'énergie. Un rapport de l'ADEME [199] indique que le prix de l'électricité a augmenté de 20% en France en seulement 10 ans. Il est ce-

pendant réaliste d'envisager une accélération de cette augmentation. Un doublement du prix de l'électricité en 5 ans s'est produit récemment dans plusieurs pays d'Europe (Espagne, Pologne, Slovaquie).

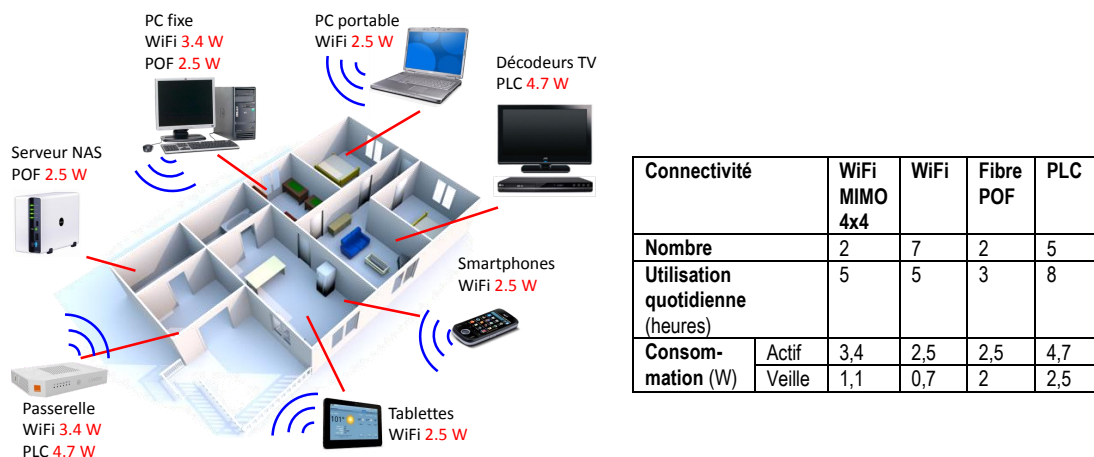


FIG. 6.1 – Scénario de consommation dans le réseau local domestique.

Le gain économique d'une meilleure efficacité des TIC peut se mesurer sur la baisse de la consommation électrique globale liée aux équipements de connectivité du RLD. Nous l'avons estimée dans le cadre du projet GREENCoMM, en nous basant sur le scénario d'une famille typique disposant d'une connexion haut débit et de services numériques à la maison. Dans un avenir proche, on peut anticiper une forte pénétration des technologies de connectivité WiFi, CPL et optique dans le domicile. Dans notre scénario, la famille dispose du matériel suivant : une passerelle résidentielle, un ordinateur principal, plusieurs terminaux mobiles (un ordinateur portable, 2 tablettes et 4 smartphones), 4 écrans munis de décodeurs vidéo, et un serveur de sauvegarde (NAS). Les connectivités utilisées pour chaque équipement sont représentées dans la Figure 6.1. Le tableau associé résume l'ensemble des interfaces utilisées, et donne la consommation de chaque interface en mode actif et en mode veille.

La consommation annuelle de ce foyer type pour l'utilisation de son réseau local domestique est de 272 kWh/an. En optimisant l'efficacité énergétique de ces systèmes on peut anticiper une baisse significative de la consommation des équipements, que nous estimons dans cet exemple à 30% pour le mode actif et à 10% pour le mode veille. La consommation annuelle du foyer pour l'utilisation du RLD sera donc de 221 kWh/an, soit une économie de 51 kWh/an. Sur l'ensemble des foyers français, on peut estimer que l'optimisation des équipements contribuera à réduire la consommation électrique de 1 TWh/an. Ce gain en consommation représente 2 mois d'un réacteur nucléaire de 900 MW, ou encore 12% des 8 TWh générés par l'ensemble des stations hydroélectriques françaises par an. A noter également, le gain en consommation se réalise au moment des pics de consommation, ce qui contribuera à lisser la demande en énergie.

6.2 Modélisation de la consommation des modems CPL

La première étape dans l'étude de l'efficacité énergétique des systèmes CPL a consisté à mesurer et modéliser la consommation électrique des modems. Cette analyse a été réalisée de manière expérimentale, dans un premier temps sur la base de modems mono-capteurs (ou SISO) provenant de 6 équipementiers différents. Les résultats de cette étude des modems SISO ont été publiés dans [47]. Par la suite, l'étude a été étendue aux modems MIMO, à partir de produits et de prototypes provenant de 3 fournisseurs. Cette analyse complémentaire est décrite dans [48]. Dans cette section, nous décrivons les principes de mesure et de modélisation, en les illustrant pour les modems MIMO, correspondant aux standards les plus récents.

6.2.1 Analyse des sources de consommation pour un modem CPL

La mesure de la puissance consommée par un équipement de communication dans différents modes de fonctionnement a fréquemment été utilisée pour analyser la répartition de la consommation. Par exemple, [200] présente une étude expérimentale de la consommation des stations de base *femtocell* 3G. Les résultats ont montré que la consommation de la station de base dépend de la charge en termes de trafic, et de la taille des paquets, mais également qu'il existe une consommation résiduelle importante, indépendante de tout trafic.

Dans [201] et [202], plusieurs expérimentations ont été réalisées afin de mesurer la consommation de puissance par paquet et par octet sur des routeurs NetFPGA Gigabit. A partir de ces mesures, les auteurs ont proposé un profil de consommation très détaillé dépendant du trafic et des applications du routeur. Enfin, dans [203], les auteurs ont quantifié la consommation associée à différentes fonctions comme le traitement et le stockage des paquets dans des routeurs IP optiques. Dans cet exemple, la consommation en mode de veille est très proche de la consommation à trafic maximal.

Sur la base des études existantes, nous avons choisi de tenir compte de deux types de consommation électrique pour un modem CPL. Une partie de la puissance consommée est indépendante de tout trafic. Elle correspond au fonctionnement minimal des circuits comme la puce CPL ou la carte Ethernet. Pour certains modems, ce fonctionnement minimal peut être réduit de manière significative, lorsque des modes de veille efficaces sont implémentés.

La seconde partie de la puissance consommée est directement liée au trafic. Afin de mieux comprendre comment les données sont traitées par le modem, nous nous sommes intéressés à la spécification HomePlug AV, représentative du fonctionnement classique d'un modem CPL. Ainsi, la figure 6.2 représente les différentes étapes du traitement d'une trame Ethernet par un modem CPL. Les trames Ethernet sont reçues par la couche MAC, où elles sont appelées *MAC Service Data Unit* (MSDU). Chaque MSDU est encapsulée avec un en-tête, un contrôle de redondance (CRC), ainsi qu'un marqueur de temps d'arrivée. Les MSDU sont ensuite concaténés pour former un flux de trames Ethernet. Ce flux est ensuite divisé en segments de 512 ou 136 octets, qui sont cryptés et encapsulés en blocs PHY. On observe qu'une partie des fonctions de traitement sont réalisées pour chaque trame Ethernet, tandis que les autres fonctions de traitement doivent être réalisées pour chaque bloc PHY.

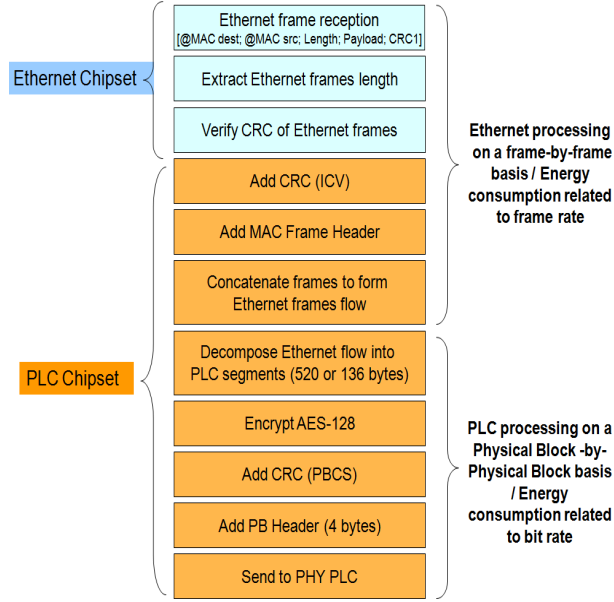


FIG. 6.2 – Traitement d'une trame Ethernet par le modem CPL.

6.2.2 Modèle de consommation des modems CPL

Sur la base des observations précédentes, nous avons défini les modèles de consommation suivants pour le modem émetteur et le modem récepteur, respectivement :

$$P_{TX} = C + P_E + E_t^F \times N + E_t^{PB} \times R \quad (6.1)$$

$$P_{RX} = C + P_E + E_r^F \times N + E_r^{PB} \times R \quad (6.2)$$

Dans les équations (6.1) et (6.2), C est la consommation du modem CPL de base (en W), lorsqu'aucun port Ethernet n'est connecté, et donc qu'il n'y a aucun trafic. P_E est la puissance consommée par le port Ethernet lorsqu'il est activé mais en absence de trafic (en W). $E_t^F \times N$ est la puissance consommée pour la transmission des trames Ethernet, équivalente au produit de l'énergie de transmission d'une trame E_t^F par le débit de transmission des trames N (en trames/s). $E_r^F \times N$ est la puissance consommée pour la réception des trames Ethernet, calculée de manière similaire. $E_t^{PB} \times R$ est la puissance consommée pour la transmission de blocs PHY, équivalente au produit de l'énergie de transmission d'un octet E_t^{PB} par le débit de transmission R (en octets/s). Finalement, $E_r^{PB} \times R$ est la puissance consommée pour la réception de blocs PHY, calculée de manière similaire.

Le modèle proposé permet de déterminer la consommation totale d'un modem CPL pour différents états de communication, différents débits, et différentes tailles de trames Ethernet. Les paramètres du modèle peuvent être obtenus pour un type de modem particulier à partir de mesures expérimentales, qui sont décrites dans la section suivante.

6.2.3 Montage expérimental de mesure de la consommation

Dans cette section, nous décrivons le montage expérimental utilisé afin d'établir les consommations du modem d'émission et du modem de réception de manière indépendante [48]. Un montage plus simple, fournissant les paramètres de consommation globaux pour une paire de modems a été également développé dans [47].

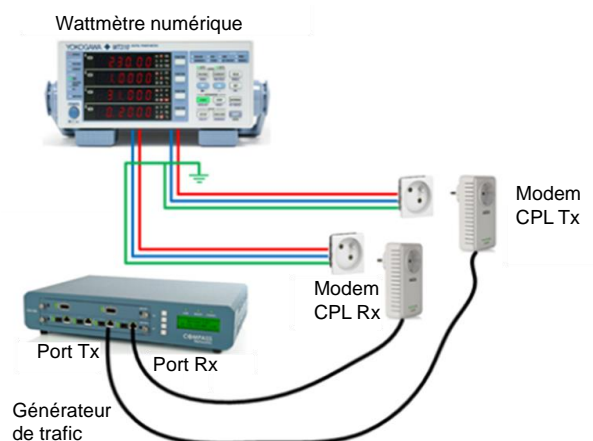


FIG. 6.3 – Montage expérimental de mesure de la consommation des modems CPL.

La figure 6.3 présente le montage expérimental, dans lequel le trafic est généré à l'aide de l'analyseur de réseau COMPASS CN-100, qui permet de transmettre des débits variables selon des configurations programmables en termes de tailles et débit de trames Ethernet. La puissance de chaque modem est mesurée à l'aide du wattmètre numérique Yokogawa WT330, qui permet deux mesures indépendantes simultanées.

Ce montage a été utilisé pour évaluer la consommation de 3 paires de modems MIMO provenant de fabricants différents. Le modem $M1$ implémente le standard ITU G.9963 à l'aide d'une puce Marvell 88LX3142, fonctionnant sur la bande de 2 à 50 MHz. Les modems $M2$ et $M3$ sont compatibles avec le standard HomePlug AV2. Le modem $M2$ utilise une puce Broadcom BCM60500 fonctionnant sur la bande de 2 à 86 MHz, et le modem $M3$ est basé sur la puce Qualcomm QCA7500, opérant sur la bande de 2 à 67.5 MHz.

6.2.4 Résultats de mesure

Dans un premiers temps, la consommation de base C du modem a été mesurée, lorsqu'aucun port Ethernet n'est connecté. La figure 6.4 (a) présente les résultats obtenus pour les 3 modems, pour des mesures répétées toutes les 10 secondes pendant 2 minutes. On observe une consommation C fixe variant de 2.3 W à 3.9 W suivant le modem considéré. La même procédure a été reproduite en connectant les ports Ethernet. Nous avons pu constater que l'activation de chaque port Ethernet génère une consommation additionnelle P_E de l'ordre de 0.5 W.

Dans un second temps, la consommation liée au trafic a été évaluée. En fixant la taille de trame Ethernet à L octets, des données sont transmises entre les modems à différents débits variant de 20 Mbit/s à 300 Mbit/s. L'opération a été répétée pour des tailles de trame L de 500,

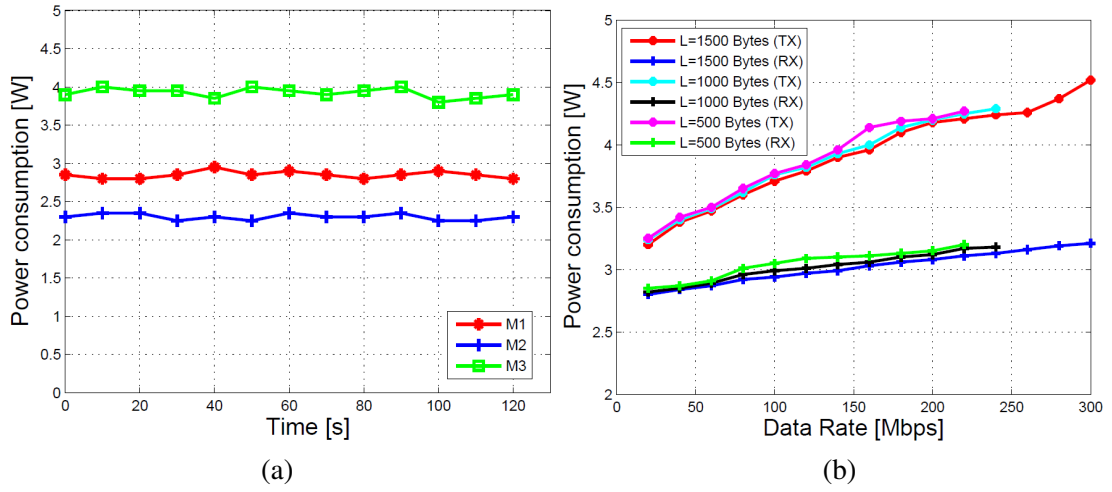


FIG. 6.4 – Consommation mesurée des modems CPL : (a) sans trafic et ports Ethernet déconnectés, (b) en fonction du débit pour différentes tailles de trames Ethernet (modem *M3*)

1000 et 1500 octets. La figure 6.4 (b) illustre les résultats obtenus pour l'exemple du modem *M3*. On observe que la consommation augmente de manière linéaire avec le débit. Cependant, l'augmentation de la consommation avec le débit est plus importante pour les petites tailles de trames Ethernet. En effet, pour un débit donné, plus d'opérations de traitement des trames sont alors requises. Enfin, la consommation est plus importante à l'émetteur qu'au récepteur, en raison de la puissance du signal transmis et de la consommation des circuits d'émission, comme l'amplificateur. Ces observations justifient le modèle linéaire de consommation proposé dans les équations (6.1) et (6.2), qui font intervenir le débit de données et de trames Ethernet, et qui différencie les modems d'émission et de réception.

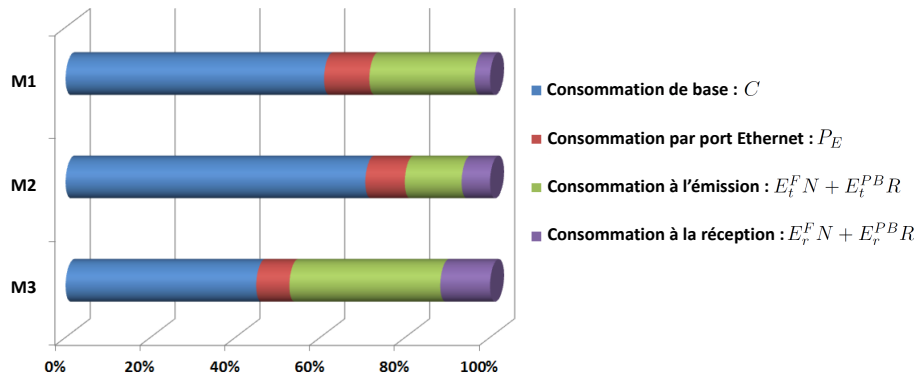


FIG. 6.5 – Répartition de la consommation des modems CPL, calculée pour une taille de trame Ethernet $L = 1500$ octets et un débit de 300 Mbit/s.

A partir des mesures réalisées, il est possible d'obtenir tous les paramètres du modèle de consommation par régression multi-linéaire [48]. A titre d'illustration la figure 6.5 présente la répartition de la consommation des trois modems mesurés pour une taille de trame Ethernet $L = 1500$ octets et un débit de 300 Mbit/s. On observe qu'en général, la consommation de base

est la contribution principale et peut correspondre jusqu'à 65% du budget de puissance totale. Cependant, la partie de puissance liée au trafic peut également être considérable : elle représente 50% de la consommation pour le modem *M3*.

6.3 Optimisation de l'efficacité énergétique pour la transmission par relais

Après avoir étudié la consommation des modems CPL, nous nous intéressons à l'optimisation de l'efficacité énergétique des systèmes CPL dans le cadre de la transmission CPL par relais. La transmission par relais, ou communication coopérative, a généralement été mise en œuvre afin d'augmenter les performances des systèmes de communication en termes de débit [204]. Récemment, ce mode de transmission a été étudié comme une solution prometteuse dans le but d'augmenter l'efficacité énergétique [205]. Dans les sections suivantes, nous présentons une étude réalisée pour les modems CPL SISO [49]. L'extension de cette étude au cas MIMO a été publiée dans [50].

6.3.1 Description du système

6.3.1.1 Système de relais *Half Duplex Decode and Forward*

Il existe plusieurs mécanismes de retransmission par relais. La méthode *Amplify and Forward* (AF) consiste en une simple amplification du signal reçu au niveau du relais, suivie d'une retransmission [206]. Cette technique bénéficie d'une faible complexité, au prix d'une performance dégradée. Afin de minimiser les erreurs de transmission, la méthode *Decode and Forward* (DF) consiste pour le relais à démoduler et décoder le signal reçu, puis à le ré-encoder avant de le retransmettre [207]. Certains modems CPL actuels, comme par exemple les modems suivant les spécifications HomePlug GreenPHY et HomePlug AV2, implémentent la communication par relais de type DF. Les mêmes spécifications proposent une gestion de la puissance transmise afin de garantir un débit cible. Ces deux fonctionnalités sont analysées dans la suite de cette étude afin de minimiser la consommation électrique totale.

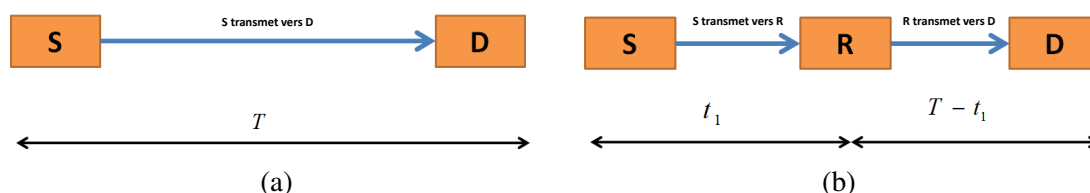


FIG. 6.6 – Modes de transmission CPL : (a) transmission directe, (b) transmission en relais *Half Duplex*

Nous considérons un système composé de trois modems CPL : la source S, la destination D et le relais R, comme représenté sur la figure 6.6. L'accès au médium partagé se fait en mode *Time Division Multiple Access* (TDMA), et nous notons T la durée de la trame TDMA. La figure 6.6 (a) représente le mode noté *Direct Transmission* (DT), où le modem S utilise toute la durée de la

trame T pour transmettre ses données au modem D. Lorsqu'un relais R est utilisé, chaque trame est divisée en deux périodes, de durées t_1 et $T - t_1$ (figure 6.6 (b)). Pendant la première période, le modem S transmet ses données au relais R. Pendant la seconde période, le relais R transmet les données au modem D, éventuellement en utilisant une modulation et un codage différents suivant l'état du canal. Ce type de transmission par relais est appelé *Half Duplex Decode and Forward*.

Enfin, nous supposons que chaque modem CPL peut se trouver dans trois modes d'activité différents : le mode de transmission, le mode de réception et le mode de veille. Ainsi, par exemple, lors de la première période, le modem S est en mode de transmission, le modem R est en mode de réception et le modem D est en mode de veille.

6.3.1.2 Modèle de consommation d'énergie

Comme nous l'avons vu dans la section 6.2, la consommation totale des modems est composée d'une consommation dynamique, et d'une consommation statique. La puissance dynamique, liée au trafic, dépend principalement de la puissance de transmission P_T . La puissance statique P_C , correspondant à la consommation de base lorsque les modems ne transmettent pas de données, est constante et indépendante du trafic. Ainsi, nous faisons les hypothèses suivantes dans notre analyse :

- Chaque modem CPL présente une consommation dynamique $P_{dyn} = \frac{P_T}{\eta}$, où $\eta \in]0, 1]$ représente l'efficacité des circuits analogiques, et en particulier de l'amplificateur de puissance.
- Chaque modem CPL présente une puissance statique P_C .
- Les modems disposent d'un mode de veille à basse consommation, où la puissance consommée est notée $P_{C_{idle}}$.
- Les puissances statique et de veille sont identiques pour les modems S, R et D.

Ainsi, la puissance totale consommée dans le cas de transmission directe (DT) est donnée par :

$$P_{DT} = \frac{P_T^{(SD)}}{\eta} + P_C^{(S)} + P_C^{(D)} \quad (6.3)$$

où $P_T^{(SD)}$ et $P_C^{(S)}$ sont la puissance de transmission et la puissance statique consommée par le modem S, et $P_C^{(D)}$ est la puissance statique consommée par le modem D en mode de réception.

Dans le cas de relais DF, la puissance totale consommée est donnée par :

$$P_{DF} = \rho \left(\frac{P_T^{(SR)}}{\eta} + P_C^{(S)} + P_C^{(R)} + P_C^{(D)} \right) + (1 - \rho) \left(\frac{P_T^{(RD)}}{\eta} + P_C^{(R)} + P_C^{(D)} + P_C^{(S)} \right) \quad (6.4)$$

où :

- $\rho = \frac{t_1}{T}$.
- $P_T^{(SR)}$ et $P_T^{(RD)}$ sont les puissances de transmission respectivement du modem S au relais R et du relais R au modem D.
- $P_C^{(R)}$ est la puissance statique consommée par le relais R en mode de réception.

- $P_{C_{idle}}^{(D)}$ et $P_{C_{idle}}^{(S)}$ sont les puissances consommées en mode de veille, respectivement par les modems D et S.

6.3.2 Optimisation de l'efficacité énergétique

Dans cette section, nous analysons les avantages de la communication par relais DF comparée au mode de transmission directe (DT). En supposant un débit cible R_c , la puissance consommée en mode DT est d'abord établie. Ensuite, la puissance minimale requise pour atteindre le même débit en transmission par relais DF est calculée.

6.3.2.1 Transmission directe

La formule de la capacité de Shannon appliquée à un système multi-porteuses, avec L porteuses définies aux fréquences f_1 à f_L avec un espacement inter-porteuses Δf , a été présentée dans le chapitre 3. Appliquée au cas DT, la capacité $C^{(SD)}$ s'écrit en bit/s :

$$C^{(SD)} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{P_T^{(SD)}(f_l) |H_{SD}(f_l)|^2}{N(f_l)} \right) \quad (6.5)$$

où H_{SD} correspond à la fonction de transfert du canal pour le lien S-D et N représente la densité spectrale de puissance du bruit.

Dans la suite de cette étude, nous supposons que la puissance transmise $P_T^{(SD)}$ en mode DT est constante sur l'ensemble de la bande de fréquence considérée de 1.8 à 30 MHz, et toujours inférieure à -50 dBm/Hz. Par souci de simplicité, nous considérons un bruit blanc gaussien dont la densité de puissance est égale à -100 dBm/Hz. Etant donné que la capacité C_{DT} est une fonction croissante de la puissance transmise $P_T^{(SD)}$, on peut trouver la puissance minimale requise pour atteindre un débit cible R_c par simple dichotomie.

6.3.2.2 Relais en mode *Half Duplex Decode and Forward*

Le débit maximal atteignable en mode de relais *Half Duplex* DF est donné par [208] :

$$R_{DF} = \min \left\{ \rho \times C^{(SR)}, (1 - \rho) \times C^{(RD)} \right\} \quad (6.6)$$

où $C^{(SR)}$ et $C^{(RD)}$ sont les capacités des canaux S-R et R-D respectivement :

$$C^{(SR)} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{P_T^{(SR)}(f_l) |H_{SR}(f_l)|^2}{N(f_l)} \right) \quad (6.7)$$

$$C^{(RD)} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{P_T^{(RD)}(f_l) |H_{RD}(f_l)|^2}{N(f_l)} \right) \quad (6.8)$$

où H_{SR} et H_{RD} correspondent respectivement aux fonctions de transfert des canaux S-R et R-D.

Si l'on considère une communication *Half Duplex* avec une répartition uniforme de la durée des périodes d'émission (HDU), l'équation 6.6 se simplifie en :

$$R_{DF} = R_{HDU} = \frac{1}{2} \min \{ C^{(SR)}, C^{(RD)} \} \quad (6.9)$$

Il est plus intéressant d'optimiser également la répartition des durées des périodes de transmission, en choisissant la valeur adéquate du paramètre ρ . On peut montrer que l'allocation optimale est obtenue pour :

$$\rho = \frac{C^{(RD)}}{C^{(SR)} + C^{(RD)}} \quad (6.10)$$

Le problème consiste alors à minimiser les puissances d'émission $P_T^{(SR)}$ et $P_T^{(RD)}$ et de choisir la répartition des périodes de transmission optimale afin d'atteindre le débit cible R_c . D'après l'équation (6.6), la puissance consommée sera minimale en ajustant les capacités de la manière suivante :

$$C^{(SR)} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{P_T^{(SR)}(f_l) |H_{SR}(f_l)|^2}{N(f_l)} \right) = \frac{R_c}{\rho} \quad (6.11)$$

$$C^{(RD)} = \Delta f \times \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{P_T^{(RD)}(f_l) |H_{RD}(f_l)|^2}{N(f_l)} \right) = \frac{R_c}{(1 - \rho)} \quad (6.12)$$

Pour résoudre ce problème d'optimisation, nous proposons un algorithme itératif, selon lequel la puissance maximale de -50 dBm/Hz est d'abord allouée aux émetteurs S et R. En calculant la capacité de chaque lien S-R et R-D à l'aide des équations (6.7) et (6.8), il est alors possible de déterminer le paramètre ρ d'allocation temporelle optimale (équation (6.10)).

Une fois que le paramètre ρ a été déterminé, on l'utilise dans l'itération suivante pour calculer les puissances minimales requises pour atteindre le débit cible R_c en utilisant les équations (6.11) et (6.12). A l'aide de ces nouvelles puissances, le paramètre ρ peut être mis à jour. Cette procédure est répétée jusqu'à ce que la variation du paramètre ρ devienne inférieure à un seuil de précision ϵ prédéterminé.

6.3.3 Résultats de simulation

Afin de tester les performances de la communication CPL par relais en termes d'efficacité énergétique, des simulations ont été réalisées en utilisant un générateur de fonctions de transfert développé par Orange Labs [114]. Ce simulateur de canal reproduit les caractéristiques statistiques observées lors de campagnes de mesures. En particulier, le générateur est capable de fournir des fonctions de transfert selon 9 classes : les canaux de la classe 1 sont les plus atténués, tandis que les canaux de la classe 9 présentent la plus faible atténuation.

Les simulations ont été réalisées à partir de 30 tirages aléatoires pour chaque lien S-D, S-R et R-D. La gamme de fréquence considérée s'étend de 1.8 à 30 MHz. La durée de la trame T est de 1 s, et le coefficient d'efficacité η a été fixé à 0.1. Deux scénarios de simulation ont été considérés :

- Scénario 1 : le canal S-D représente un canal difficile, et est sélectionné à partir des classes 1 à 6 du générateur. Les canaux S-R et R-D sont des liens modérés, sélectionnés à partir des classes 8 et 9.
- Scénario 2 : les canaux S-R et R-D sont sélectionnés aléatoirement parmi les 9 classes du générateur. La fonction de transfert du canal S-D est obtenue par l'égalité $H_{SD} = H_{SR} \times H_{RD}$. Cette approche est valable dans les cas où le modem relais est connecté à une prise située sur le trajet entre le modem S et le modem D.

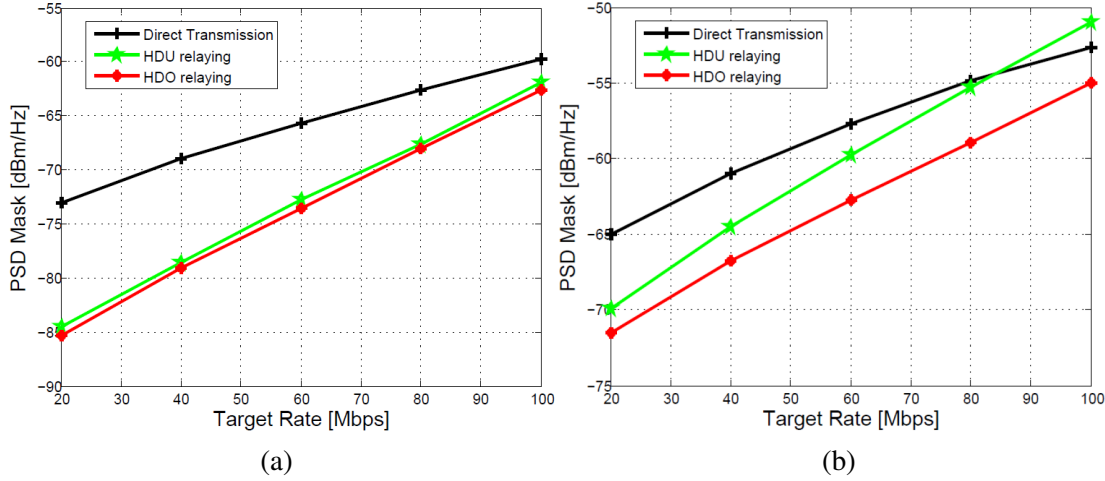


FIG. 6.7 – Puissance transmise moyenne pour la transmission directe et la transmission par relais HDU et HDO : (a) scénario 1, (b) scénario 2.

La figure 6.7 présente la puissance transmise totale, moyennée pour l'ensemble des réalisations du canal, en fonction du débit cible, dans les cas de transmission directe, et de transmission par relais pour les répartitions temporelles uniforme et optimale. Lorsqu'on considère la puissance transmise seule, c'est à dire lorsque toutes les puissances statiques sont nulles, on constate que la mise en œuvre de relais s'avère plus efficace en énergie que la transmission directe. Dans le scénario 1 (figure 6.7 (a)), le gain en puissance transmise est de l'ordre de 12 dB pour les débits faibles et se réduit à 3 dB pour les débits élevés. La figure 6.7 (b), correspondant au scénario 2, montre que la transmission par relais avec allocation temporelle uniforme n'est pas toujours plus efficace que la transmission directe. Cependant, une allocation optimale en fonction des capacités des liens S-R et R-D permet un gain de l'ordre de 2.5 dB.

La figure 6.8 présente l'économie d'énergie obtenue en utilisant des relais en mode HDU et HDO, par rapport à la transmission directe. On observe que le gain augmente avec le débit, jusqu'à des valeurs de 650 mW pour un débit de 100 Mbps dans le scénario 2.

En tenant compte à présent d'une puissance statique non nulle, et en supposant que $P_C^{(S)} = P_C^{(R)} = P_C^{(D)} \neq 0$ et que $P_{C_{idle}}^{(S)} = P_{C_{idle}}^{(D)} = P_{C_{idle}}$, la pénalité associée à l'utilisation d'un relais peut être analysée à partir de l'équation (6.4). On constate que la puissance statique supplémentaire par rapport à la transmission directe est la consommation d'un modem en mode de veille $P_{C_{idle}}$. Ainsi, dès lors que les modems CPL présentent une consommation en veille inférieure à 650 mW, l'utilisation de relais présente un intérêt pour augmenter l'efficacité énergétique. D'après les mesures réalisées dans la section 6.2, certains modems actuels approchent ce ni-

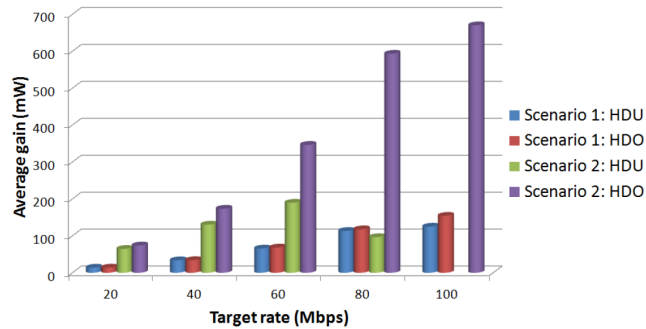


FIG. 6.8 – Economie d'énergie moyenne pour l'utilisation des relais par rapport à la transmission directe.

veau de consommation en veille. Ainsi, l'utilisation de relais pour l'optimisation énergétique s'avérera réalisable dans un futur proche.

6.4 Conclusion

Ce dernier chapitre est consacré à la problématique de l'efficacité énergétique des systèmes CPL. Dans un contexte d'augmentation de la connectivité des usagers, les TIC prennent aujourd'hui une place importante dans la consommation électrique mondiale. En particulier, un rapport de l'ADEME indique que 30% de la consommation électrique du domicile sont dus au matériel informatique et audiovisuel. Plusieurs initiatives ont donc été menées afin d'améliorer l'efficacité énergétique des solutions de connectivité du RLD. Par exemple, le projet FUI GREENCoMM vise une réduction de 30% de la consommation des technologies WiFi, CPL et optique.

Dans le cadre d'une thèse soutenue en 2015 [46], nous avons mené des mesures expérimentales afin d'évaluer la consommation de modems CPL de type SISO et MIMO, provenant de différents fournisseurs. Les résultats ont montré qu'une partie de la puissance consommée, dite dynamique, est variable en fonction du débit de données, mais également du débit en trames Ethernet. Par ailleurs, une part non négligeable de la consommation est indépendante du trafic. Cette puissance dynamique correspond aux circuits de traitement, et peut être réduite si le modem dispose d'un mode de veille efficace. Ces mesures expérimentales ont donné lieu à l'établissement d'un modèle de consommation pour les modems CPL.

Enfin, nous nous sommes intéressés à l'optimisation de l'efficacité énergétique dans le cadre de l'utilisation de relais. Parmi les modes possibles de retransmission, nous avons étudié la technique *Decode and Forward*, qui est implémentée dans certains standards actuels. En réalisant un contrôle de puissance afin d'ajuster au mieux la puissance requise pour un certain débit cible, il est possible de réduire la puissance transmise totale jusqu'à 12 dB par rapport à la transmission directe. En tenant compte de la pénalité associée à l'utilisation d'un modem relais supplémentaire, la technique proposée permet une meilleure efficacité énergétique, dès lors que les modes de veille des modems présentent une consommation inférieure à 650 mW.

Conclusion et perspectives

Depuis une quinzaine d'années, les systèmes de communication par CPL pour le réseau local domestique ont fait d'énormes progrès en termes de débit. Le standard HomePlug 1.0, publié en 2001, utilisait une modulation de type QPSK pour une communication à porteuses multiples sur la bande de fréquence de 4 à 21 MHz, permettant ainsi un débit sur la couche PHY de 14 Mbit/s. Aujourd'hui, les équipementiers de modems CPL affichent des débits de 1.2 Gbit/s, en développant des systèmes basés sur les standards HomePlug AV2 ou ITU-T G.9960, bénéficiant d'un concentré d'innovations technologiques : une extension de la bande de fréquence jusqu'à 86 MHz, une correction d'erreurs de type Turbo-code ou LDPC, une modulation OFDM acceptant des constellations jusqu'au 4096-QAM, et la transmission multi-capteurs de type MIMO. Ces modems comprennent également des fonctionnalités avancées afin d'éviter l'interférence entre les systèmes occupant la même bande de fréquence.

Toutes ces innovations ont été rendues possibles par une étude approfondie de la physique de la transmission sur le réseau électrique. D'une part, la connaissance du canal de propagation et de l'environnement électromagnétique est nécessaire pour dimensionner les systèmes de communication. D'autre part, les problématiques de rayonnement involontaire et de compatibilité électromagnétique doivent être analysées afin d'établir un cadre réglementaire adéquat pour l'usage du spectre de fréquences. Ce mémoire illustre quelques aspects de ce champ d'investigation que j'ai abordés au cours de mes travaux de recherche.

Dans le chapitre 2, les principales caractéristiques de l'environnement de transmission dans les réseaux électriques domestiques ont été présentées, pour les systèmes CPL-BB dans la bande de fréquence de 2 à 100 MHz. Le canal de propagation CPL est constitué de nombreux trajets multiples, qui génèrent une dispersion du signal, de manière similaire aux canaux radioélectriques. Les caractéristiques du bruit électromagnétique sont par contre très différentes de celles du bruit classique rencontré dans le domaine radio. Plusieurs composantes sont ainsi présentes : le bruit impulsif, qui peut être périodique avec la fréquence du courant alternatif, le bruit à bande étroite correspondant à des signaux radioélectriques captés par le réseau, et le bruit de fond coloré. Nous avons présenté les modèles de canal statistiques et déterministes proposés dans la littérature. En particulier, nous avons mené une étude de l'identification des trajets de propagation dans un réseau électrique à partir de mesures expérimentales.

Le chapitre 3 présente l'application de la technique MIMO à la technologie CPL pour les réseaux électriques résidentiels. Le principe consiste à utiliser le conducteur de terre (T) en plus des conducteurs de phase (P) et de neutre (N) pour former un canal multi-capteurs. Afin d'évaluer le potentiel de cette technique, nous avons réalisé plusieurs campagnes de mesure du canal MIMO, notamment au sein du groupe ETSI STF 410. Les premières études de capacité ont montré que la technique MIMO permet un doublement de la capacité de transmission, même pour

des canaux relativement corrélés. Ces données ont permis d'établir des modèles statistiques du canal et du bruit électromagnétique en contexte CPL MIMO. En particulier, le modèle de canal développé reproduit les statistiques expérimentales en termes de sélectivité fréquentielle et de corrélation entre les différents capteurs à l'émission et à la réception.

En termes d'émission électromagnétique, la bande utilisée par les systèmes CPL est déjà occupée par d'autres services (radio amateur, radiodiffusion en ondes courtes). Le chapitre 4 présente la problématique de la CEM pour les systèmes CPL-BB, qui impose l'établissement de masques d'émission, afin d'éviter l'interférence inter-systèmes. Les asymétries du réseau électrique transforment le signal différentiel en courant de mode commun, et le rayonnement résultant peut être évalué par la simulation électromagnétique. Plusieurs méthodes de CEM cognitive, comme la technique *dynamic notching*, ont été proposées afin d'adapter les émissions des systèmes CPL en fonction de leur environnement. Nous avons présenté une méthode originale permettant d'optimiser la puissance d'émission des systèmes CPL vis-à-vis de la réglementation CEM, par compensation des pertes de puissance dissipée à l'émetteur. Notre étude expérimentale a montré des gains en débit de l'ordre de 30%, sans augmenter l'interférence dans les cas de champs rayonné élevé.

La problématique de la mitigation des émissions involontaires liées au CPL est abordée dans le chapitre 5. Nous avons proposé une technique de réduction du rayonnement électromagnétique par l'application du Retournement Temporel, initialement développée dans le domaine radioélectrique, illustrant ainsi la fertilisation croisée entre différents domaines de recherche. Les résultats expérimentaux ont montré que le niveau total d'émissions peut être diminué de manière significative, d'un rapport supérieur à 5 dB dans 60% des cas.

Enfin, le chapitre 6 est consacré à la problématique de l'efficacité énergétique des systèmes CPL. Dans un premier temps, des mesures expérimentales ont été réalisées afin d'évaluer la consommation des modems CPL provenant de différents fournisseurs. Un modèle de consommation a été établi, faisant apparaître une puissance dynamique, liée au débit de données transmises, et une puissance statique, indépendante du trafic. Ce type de modèle a été utilisé dans le cadre de la communication CPL par relais, pour lequel nous avons cherché à minimiser la puissance totale de transmission. En exploitant le contrôle de puissance, nous avons montré à partir de mesures de canal que l'utilisation de relais pouvait améliorer l'efficacité énergétique des communications CPL, notamment dans le cas où les modems disposent de modes de veille à basse consommation.

Les différents résultats présentés dans ce mémoire ont mis en lumière des problématiques nouvelles qu'il serait intéressant d'étudier en tant que perspectives de recherche. Ainsi, les travaux futurs pourront s'articuler autour de quelques questions détaillées dans les paragraphes suivants.

Etude de la physique de la transmission CPL dans différents environnements

Dans ce mémoire, nous avons établi les principales caractéristiques du canal de propagation et du bruit électromagnétique pour le réseau électrique résidentiel, dans les configurations SISO et MIMO. Les recherches futures concernant les systèmes CPL à l'intérieur des bâtiments devraient se concentrer sur les variations temporelles cycliques de la fonction de transfert du canal et du bruit. Des recherches ont déjà démarré dans la littérature pour le cas SISO, mais le cas MIMO reste encore inexploré. D'un point de vue de la modélisation du canal MIMO, la corré-

lation du bruit de fond coloré et du bruit impulsif entre les différents ports en réception multiple n'est pas encore suffisamment bien décrite. Ce point est particulièrement important en termes de traitement du signal en réception, où la corrélation du bruit peut avoir un impact significatif sur le rapport signal-à-bruit perçu. Par ailleurs, une meilleure compréhension de l'occurrence et de la corrélation du bruit permettrait de définir des algorithmes de mitigation efficaces.

Au-delà de ces améliorations de la modélisation du canal en milieu résidentiel, d'autres environnements doivent aujourd'hui être explorés. Ainsi, si les systèmes CPL-BB atteignent aujourd'hui une certaine maturité, la recherche pour les systèmes CPL-NB sur le réseau extérieur de distribution est aujourd'hui en plein essor. Dans ce nouvel environnement, les systèmes CPL vont jouer un rôle important pour le télélevé des compteurs électriques, ainsi que la gestion des nouvelles sources d'énergie distribuées, comme les panneaux photovoltaïques et les éoliennes. Pour ce scénario de *Smart Grid*, la caractérisation de la propagation du signal doit être revue pour s'adapter à de plus longues distances dans le réseau BT, mais également à des topologies de réseau très différentes dans les sections MT et HT du réseau. Par ailleurs, il sera nécessaire de modéliser les effets des éléments du réseau de distribution ou de transport, comme les transformateurs ou les sectionneurs de ligne. Un autre environnement dans lequel les systèmes CPL connaissent un intérêt grandissant est le faisceau électrique des véhicules. On voit ainsi apparaître des usages du CPL pour les voitures, les avions ou les bateaux, qui permettent de remplacer les câbles dédiés aux applications multimédia, et ainsi réduire le poids des systèmes embarqués.

Pour les applications à bas débit de type *Smart Grid*, différentes nouvelles bandes de fréquences devront être étudiées. En Europe, les spécifications G3-PLC et PRIME utilisées pour le télélevé des compteurs utilisent des fréquences à l'intérieur de la bande CENELEC, qui s'étend de 3 à 95 kHz. Afin d'augmenter les débits, il est envisagé d'étendre la bande de fréquence de ces systèmes à la bande FCC, disponible jusqu'à 500 kHz. Récemment, certains pays comme l'Allemagne ont mis un terme aux services de radiodiffusion existant dans la bande de 500 kHz à 1.8 MHz. Une nouvelle bande de fréquence pourrait ainsi être explorée pour les systèmes CPL-NB. Au-delà des caractéristiques de canal et de bruit, l'impédance du réseau électrique dans ces bandes de fréquence est un sujet de recherche actif : en effet, dans les gammes des basses et moyennes fréquences, l'impédance peut être très faible (de l'ordre de quelques Ω), ce qui rend difficile l'injection d'un signal de communication avec un niveau de tension raisonnable.

Technologies de communication pour le *Smart Grid* : CPL et radio

Au-delà des applications liées au réseau électrique, le développement du *Smart Grid* a pour objectif de connecter tous les réseaux de distribution d'énergie ou de ressource naturelle : gaz, réseau de chaleur, eau. Les différents équipements doivent pouvoir communiquer, certes à de faibles débits, mais de manière fiable et robuste dans un environnement particulier, ce qui constitue un nouveau paradigme pour les technologies d'accès au réseau.

Dans ce cadre, il est primordial d'étudier les technologies de connectivité les plus adaptées à ce type de réseau. La technologie CPL-NB est indiquée pour les réseaux d'énergie électrique. Différentes spécifications et standards sont actuellement développés pour cet usage : G3-PLC, PRIME, IEEE 1901.2, ITU-T G.990x. À partir de la caractérisation de l'environnement de propagation, des innovations pourront être proposées sur la couche PHY de ces systèmes afin d'améliorer la fiabilité des communications. En complément du CPL, les technologies radio à faible

puissance et longue portée, également appelées *Low Power Wide Area* (LPWA), sont adaptées pour connecter des systèmes nécessitant une grande autonomie, comme les compteurs d'eau ou de gaz.

Les technologies LPWA développées actuellement comptent la spécification LoRa, ou les solutions propriétaires comme SigFox ou Weightless. Ces technologies opèrent dans les gammes de fréquences libres (par exemple la bande ISM à 868 MHz) ou encore dans les bandes libérées par les fréquences de télévision (*white spaces*). Pour l'optimisation de ces technologies, il sera nécessaire de mettre à jour les caractéristiques du canal de propagation et du bruit associé. Un focus particulier pourra être mis sur les aspects avancés tels que la technologie MIMO, ou les techniques multi-capteurs distribués. A partir de la connaissance de la physique de la transmission, il sera possible de proposer des optimisations de ces systèmes pour leur utilisation dans le cadre du *Smart Grid*.

La plus-value d'une étude coordonnée des technologies CPL et LPWA consiste à fournir une analyse comparative des différentes technologies d'accès pour le *Smart Grid*, tant dans le domaine filaire que radioélectrique. Il sera ainsi possible de fournir des préconisations sur l'utilisation optimale de ces technologies, de façon indépendante ou conjointe.

CEM cognitive et communication coopérative pour les réseaux CPL

Plusieurs pistes de recherches pourront être appliquées aux réseaux CPL à partir des avancées réalisées dans le domaine de la radio cognitive. Une particularité de ces systèmes radio intelligents est de pouvoir évaluer leur environnement, notamment en termes d'occupation du spectre radioélectrique, et de se reconfigurer en conséquence. Ce type de mécanisme est tout à fait adapté au cas de la CEM des systèmes CPL, où la coexistence entre plusieurs services partageant la même bande de fréquence est un enjeu primordial. Un exemple de CEM cognitive est présent dans le standard EN50561-1, où la fonctionnalité *dynamic notching* permet de stopper les émissions CPL dans les bandes occupées par un service de diffusion radio. Nous avons également présenté dans ce mémoire les techniques d'optimisation de la puissance transmise en fonction de l'adaptation d'impédance du réseau, et la mitigation du rayonnement involontaire par application du retournement temporel, qui nécessitent toutes deux une évaluation de l'environnement de propagation et adaptent le système de transmission.

D'autres pistes de recherche en CEM cognitive sont liées au traitement du signal. Par exemple, une partie du bruit reçu par un modem CPL présente un caractère impulsif et périodique. A l'aide d'un apprentissage de la structure du bruit, il est possible d'envisager des méthodes d'annulation de bruit performantes. La même technique d'apprentissage et annulation peut être appliquée pour l'interférence entre systèmes. Ainsi, avec la montée en fréquences des systèmes CPL, on peut anticiper des perturbations avec les équipements de transmission DSL sur les paires téléphoniques, comme les technologies VDSL2 et G.fast. Les signaux émis par ces différents standards présentant un certain degré de déterminisme, il serait intéressant d'étudier comment un modem CPL pourrait les détecter, afin d'organiser la coexistence, voire de minimiser l'interférence par des techniques d'annulation.

Une autre caractéristique de la radio cognitive est la coopération entre les différents équipements du réseau. Dans le cadre d'un développement massif de modems CPL dans le réseau électrique de distribution, les techniques de communication coopérative pourront s'avérer particulièrement intéressantes. Une première piste de recherche consistera à mettre en œuvre une

communication par relais à routage optimisé. Dans ce but, la connaissance de la topologie du réseau apportera des informations particulièrement utiles. Les algorithmes d'identification des trajets présentés dans ce mémoire pourront être améliorés par un échange d'information entre les différents liens du réseau. L'objectif serait d'obtenir une cartographie dynamique du réseau électrique, permettant de faire les meilleurs choix de transmission.

Efficacité énergétique des systèmes de communication

Concernant la thématique émergente de l'efficacité énergétique des systèmes CPL, des premiers résultats concernant la communication par relais ont été présentés dans ce mémoire. D'un point de vue pratique, la question reste en suspens pour un utilisateur de savoir si l'installation d'un modem relais supplémentaire permettrait une réduction effective de la consommation. Il est envisageable de développer un protocole simple pour les usagers, permettant de connaître l'état du canal sur les différentes prises de l'habitation, afin de recommander ou non le positionnement d'un nouveau modem relais.

Au-delà des techniques de communication par relais, une piste d'étude pour réduire la consommation des modems CPL consiste à revisiter le traitement du signal appliqué sur la couche PHY. A titre d'exemple, la modulation OFDM utilisée par les systèmes CPL génère des signaux temporels présentant une forte variation avec le temps, qu'on caractérise par le paramètre *Peak to Average Power Ratio* (PAPR). Ceci implique une utilisation sous-optimale de l'amplificateur à l'émission qui présente une consommation élevée. Différentes méthodes de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature pour le domaine de la radio. Ces méthodes pourront être appliquées au domaine du CPL pour en évaluer le gain en termes de puissance consommée.

Une recherche plus générique dans cette thématique consisterait à mettre en œuvre des techniques de modulation et de codage avancées capables de réduire le rapport signal-à-bruit nécessaire en réception pour obtenir le débit ciblé. Ce gain pourrait ainsi être directement converti en baisse de la puissance requise à l'émission. La problématique propre à cette approche réside dans la complexité supplémentaire de traitement nécessaire pour ces algorithmes avancés. En particulier, la consommation du récepteur peut augmenter de manière significative, notamment lorsque des processus itératifs sont implémentés. Cette approche nécessiterait donc une évaluation conjointe du gain en puissance d'émission et de la pénalité en puissance consommée pour le traitement numérique.

Ces quelques perspectives d'études montrent que la transmission sur les réseaux d'énergie est aujourd'hui un domaine de recherche en plein essor. Elles illustrent également une démarche générique afin d'améliorer les performances et la robustesse des systèmes de communication. Dans ce but, la connaissance de la physique de la transmission des signaux électromagnétiques, basée sur l'observation et l'expérimentation, reste une source d'innovation de première importance.

Liste des figures

1	Observation expérimentale de la propagation d'un front d'onde UWB	2
2	Système OFDM millimétrique proposé par France Telecom, et performances du systèmes pour différents modèles de canal (CM1.3 : LOS, CM2.3 et CM3.1 : NLOS)	3
3	Système OFDM millimétrique proposé par France Telecom, et performances du systèmes pour différents modèles de canal (CM1.3 : LOS, CM2.3 et CM3.1 : NLOS)	4
4	Principe de fonctionnement de la technologie MIMO en CPL, et mesures expérimentales de la matrice de transfert du canal	5
5	Simulation FDTD du rayonnement électromagnétique généré par les systèmes de communication sur réseaux d'énergie	6
1.1	Superposition du courant alternatif du secteur et des signaux de communication CPL	8
1.2	Le réseau de distribution électrique en France	10
1.3	Coupleurs CPL MIMO inductifs	11
1.4	Vue d'ensemble des standards et spécifications CPL UNB, NB et BB	13
2.1	Illustration de la propagation par trajets multiples dans le réseau électrique domestique	20
2.2	Exemple de mesure du canal CPL	21
2.3	Différentes stratégies de modélisation du canal	22
2.4	Classification du bruit CPL	24
2.5	Exemple de bruit impulsif CPL mesuré	24
2.6	Exemple de bruit de fond CPL mesuré	25
2.7	Filtre d'atténuation $a(\tau, \tau_k)$ pour $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$	30
2.8	Exemple d'application de l'algorithme MP	30
2.9	Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau expérimental	31
2.10	Application de l'algorithme MP sur une mesure en réseau domestique	32

3.1	Illustration de la transmission CPL MIMO sur un réseau électrique domestique	36
3.2	Montage des équipements de mesure du canal CPL MIMO	37
3.3	Equipements utilisés lors de la campagne ETSI STF 410	38
3.4	Equipement de mesure CEM de la campagne ETSI STF 410	39
3.5	Exemple de fonction de transfert mesurée lors de la campagne ETSI STF 410 .	40
3.6	Fonction de transfert CPL mesurée en Allemagne, et modèle d'affaiblissement ajusté	45
3.7	Étalement des retards en fonction du gain médian	46
3.8	Relation entre la bande de cohérence et l'étalement des retards	47
3.9	Fonction de répartition des matrices de corrélation expérimentales	48
3.10	Fonction de transfert générée par le modèle SISO.	49
3.11	Exemple of PLC CTF generated using the proposed MIMO model	51
3.12	Fonction de répartition des matrices de corrélation obtenues par simulation . .	51
3.13	Signatures de bruit impulsif mesuré	53
3.14	Analyse statistique de la DSP de bruit	54
3.15	Comparaison de la DSP de bruit mesurée et simulée	55
4.1	Classification des domaines de la CEM	58
4.2	Niveau de DSP pour les systèmes CPL-BB	59
4.3	Effet des prises sur le rayonnement d'un réseau électrique	61
4.4	Effet du bâtiment sur le rayonnement d'un réseau électrique	62
4.5	Effet de l'optimisation de la puissance transmise sur le débit et sur l'interférence	63
4.6	Fonctions de répartition des paramètres expérimentaux S_{11} et IMC	64
5.1	Transmission sur un canal de propagation multi-trajets idéal.	69
5.2	Principe d'application du RT à une transmission filaire	71
5.3	Effet du RT pour une mesure particulière	73
5.4	Analyse statistique de l'application du RT	73
5.5	Fonction de répartition de la mitigation effective de l'interférence M_{RT}	75
6.1	Scénario de consommation dans le réseau local domestique	79
6.2	Traitement d'une trame Ethernet par le modem CPL	81
6.3	Montage expérimental de mesure de la consommation des modems CPL	82
6.4	Consommation mesurée des modems CPL	83
6.5	Répartition de la consommation des modems CPL	83
6.6	Modes de transmission CPL	84

6.7	Puissance transmise moyenne pour la transmission directe et la transmission par relais HDU et HDO	88
6.8	Economie d'énergie moyenne pour l'utilisation des relais par rapport à la transmission directe	89

Liste des tableaux

1.1	Les différents types de technologies CPL	8
1.2	Comparaison des spécifications propriétaires HD-PLC, HomePlug 1.1 et UPA	15
1.3	Evolution des spécifications du groupe <i>HomePlug Alliance</i>	16
2.1	Position des trajets détectés sur le réseau expérimental	32
3.1	Gain de capacité CPL MIMO évalué sur la campagne Orange Labs	41
3.4	Comparaison des paramètres large bande obtenus à partir des canaux mesurés et simulés	51

Bibliographie

- [1] P. PAGANI, F. TCHOFFO TALOM, P. PAJUSCO, *et al.*, *Ultra Wide Band Radio Propagation Channels : A practical approach*, London : ISTE / Wiley, octobre 2008.
- [2] P. PAGANI, *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, novembre 2005.
- [3] P. PAGANI, P. PAJUSCO, et S. VOINOT, « A Study of the Ultra-Wide Band Indoor Channel : Propagation Experiment and Measurement Results », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.
- [4] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Extension of SIMO Wideband Channel Sounder for UWB Propagation Experiment », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 250–254, novembre 2003.
- [5] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Analysis of the Ultra-Wideband Propagation Channel over the 3.1 GHz - 10.6 GHz Frequency Band », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, septembre 2006.
- [6] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Caractérisation du canal de propagation UWB », in *Journée SEE - Télécommunications à Ultra Large Bande*, Grenoble, France, octobre 2005.
- [7] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Le canal de propagation Ultra Large Bande : sondage, caractérisation et modélisation », *Revue de l'Électricité et de l'Électronique*, vol. 2013, n° 5, décembre 2013.
- [8] P. PAJUSCO, P. PAGANI, et M. PIOLOT, « Directional and time variance characterization of the indoor UWB channel », in *European Conference on Wireless Technology, Workshop on UWB Antennas*, Paris, France, octobre 2005.
- [9] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « On the fading properties of a UWB link in a dynamic environment », in *Ultra Wide Band Short Pulse Electromagnetics 7* (F. SABATH, éd.), New York : Kluwer Academic / Plenum, février 2007.
- [10] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Characterization and Modeling of Temporal Variations on an Ultra-Wideband Radio Link », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 11-1, pages 3198–3206, novembre 2006.
- [11] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Assessment of the UWB Channel Variability in a Dynamic Environment », in *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 4, pages 2973–2977, septembre 2004.

- [12] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Statistical Modeling of the Ultra Wide Band Propagation Channel through the Analysis of Experimental Measurements », *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences - Physique*, n° 7, pages 762 – 773, septembre 2006.
- [13] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Modeling the Space- and Time-Variant Ultra-Wideband Propagation Channel », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band*, Waltham, MA, USA, septembre 2006.
- [14] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Modélisation statistique du canal de propagation Ultra Large Bande par l'analyse de mesures expérimentales », in *Journées Scientifiques du CNFRS*, Paris, France, mars 2006.
- [15] I. SIAUD, P. PAGANI, et A. M. ULMER-MOLL, « UWB WPAN Air Interface Benchmarking », in *World Wide Research Forum, 19th session*, Chennai, India, novembre 2007.
- [16] I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, N. MALHOUREUX, *et al.*, « Radio engineering for HDR WPAN MAGNET Air Interfaces », in *World Wide Research Forum, 21th session*, Stockholm, Sweden, octobre 2008.
- [17] P. PAGANI, N. MALHOUREUX, I. SIAUD, *et al.*, « Characterization and modeling of the 60 GHz indoor channel in the office and residential environments », Document technique 06/027r3, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2006.
- [18] P. PAGANI, N. MALHOUREUX, I. SIAUD, *et al.*, « Analysis of the angular characteristics in the 60 GHz indoor propagation channel », Document technique 06/028r2, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2006.
- [19] P. PAGANI, I. SIAUD, et N. MALHOUREUX, « Impact of the antenna diagram on the 60 GHz radio channel », Document technique 06/105r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mars 2006.
- [20] P. PAGANI, M. PIZ, I. SIAUD, *et al.*, « OFDM-Based Millimeter Wave System for High Data Rate WPAN Applications », in *IEEE Vehicular Technology Conference Fall*, Calgary, Canada, septembre 2008.
- [21] E. GRASS, I. SIAUD, S. GLISIC, *et al.*, « Asymmetric Dual-Band UWB / 60 GHz Demonstrator », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, Greece, septembre 2008.
- [22] P. PAGANI, I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, *et al.*, « High rate OFDM system for 60 GHz WPAN », Document technique 07/539r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2007.
- [23] P. PAGANI, I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, *et al.*, « Advanced interleaving for high data rate 60 GHz communications », Document technique 07/627, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mars 2007.
- [24] P. PAGANI, E. GRASS, I. SIAUD, *et al.*, « France Telecom - IHP Joint Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3c », Document technique 07/688r1 and 07/689r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mai 2007.
- [25] P. PAGANI, M. PIZ, I. SIAUD, *et al.*, « France Telecom - IHP OFDM mode definition », Document technique 07/766r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, juillet 2007.
- [26] K. KHODER, R. FLEURY, et P. PAGANI, « Monitoring of ionosphere propagation conditions using opportunistic HF signals », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, pages 2697–2701, avril 2014.

- [27] P. PAGANI, R. FLEURY, Y. M. LE ROUX, *et al.*, « A Study of HF Transmitter Geolocation Through Single-Hop Ionospheric Propagation », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, avril 2014.
- [28] P. PAGANI, I. EL MEJRI, R. FLEURY, *et al.*, « Time Domain HF Geolocation : Experimental Measurements and Preliminary Results », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, avril 2016.
- [29] L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, *et al.* (éds.), *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, Devices, Circuits, and Systems, Boca Raton : CRC Press, 2014.
- [30] P. PAGANI, M. Tlich, A. ZEDDAM, *et al.*, « PLC Channel Transfer Function Models for the OMEGA ICT Project », in *ICT Mobile Summit Conference*, Santander, Spain, juin 2009.
- [31] P. PAGANI, A. ISMAIL, et A. ZEDDAM, « Path Identification in a Power Line Network based on Channel Transfer Function Measurements », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 3, pages 1081–1089, juillet 2012.
- [32] L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, *et al.*, « MIMO Power Line Communications », *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, n° 1, pages 106 – 124, mars 2015.
- [33] R. HASHMAT, *Caractérisation et modélisation du canal et du bruit pour les réseaux CPL MIMO domestiques*, Thèse de Doctorat, Telecom Bretagne, Université de Rennes 1, France, juin 2012.
- [34] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, *et al.*, « MIMO communications for inhome PLC networks : Measurements and results up to 100 MHz », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Rio, Brasil, pages 120–124, mars 2010.
- [35] A. SCHWAGER, W. BASCHLIN, H. HIRSCH, *et al.*, « European MIMO PLT field measurements : Overview of the ETSI STF410 campaign & EMI analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 298–303, mars 2012.
- [36] D. SCHNEIDER, A. SCHWAGER, W. BASCHLIN, *et al.*, « European MIMO PLC field measurements : channel analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 304–309, mars 2012.
- [37] P. PAGANI, R. HASHMAT, A. SCHWAGER, *et al.*, « European MIMO PLC field measurements : noise analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 310–315, mars 2012.
- [38] R. HASHMAT, P. PAGANI, T. CHONAVEL, *et al.*, « A time-domain model of background noise for in-home mimo plc networks », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 4, pages 2082–2089, octobre 2012.
- [39] P. PAGANI et A. SCHWAGER, « A Statistical Model of the In-Home MIMO PLC Channel based on European Field Measurements », *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, 2016 (in press).

- [40] P. PAGANI, R. RAZAFFERSON, A. ZEDDAM, *et al.*, « Electro Magnetic Compatibility for Power Line Communications : Regulatory Issues and Countermeasures », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Istanbul, Turkey, septembre 2010.
- [41] B. PRAHO, M. TLICH, G. AVRIL, *et al.*, « Electromagnetic compatibility issues related to Power Line Communications », *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 86, n° 5, ISSN 0033-2097, mai 2010.
- [42] B. PRAHO, M. TLICH, P. PAGANI, *et al.*, « Cognitive detection method of radio frequencies on Power line networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Rio, Brasil, mars 2010.
- [43] L. YONGE, J. ABAD, K. AFKHAMIE, *et al.*, « An Overview of the HomePlug AV2 Technology », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, n° 892628, mars 2013.
- [44] A. MESCCO, *Etude des émissions électromagnétique CPL large-bande : caractérisation, modélisation et méthodes de mitigation*, Thèse de Doctorat, Telecom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, France, novembre 2013.
- [45] A. MESCCO, P. PAGANI, M. NEY, *et al.*, « Radiation Mitigation for Power Line Communications using Time Reversal », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, n° 402514, mars 2013.
- [46] W. BAKKALI, *Modélisation et optimisation de la consommation énergétique des systèmes à courants porteurs en ligne*, Thèse de Doctorat, Telecom Bretagne, France, décembre 2015.
- [47] W. BAKKALI, M. TLICH, P. PAGANI, *et al.*, « A measurement-based model of energy consumption for PLC modems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, pages 42–46, mars 2014.
- [48] W. BAKKALI, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « Experimental Analysis and Modeling of Energy Consumption Behaviour for MIMO PLC Modems », in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, San Diego, CA, USA, décembre 2015.
- [49] W. BAKKALI, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « Energy Efficiency Performance of Relay-Assisted Power-Line Communication Networks », in *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, Las Vegas, NV, USA, janvier 2015.
- [50] W. BAKKALI, P. PAGANI, T. CHONAVEL, *et al.*, « Energy Efficiency Performance of Decode and Forward MIMO Relay PLC Systems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Bottrop, Germany, mars 2016.
- [51] N. PAVLIDOU, A. J. HAN VINCK, J. YAZDANI, *et al.*, « Power line communications : state of the art and future trends », *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, n° 4, pages 34 – 40, avril 2003.
- [52] M. YOUSUF et M. EL-SHAFEI, « Power Line Communications : An Overview - Part I », in *International Conference on Innovations in Information Technology*, pages 218–222, novembre 2007.
- [53] S. GALLI, A. SCAGLIONE, et Z. WANG, « For the grid and through the grid : The role of power line communications in the smart grid », *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, n° 6, juin 2011.

- [54] R. PIGHI et R. RAHELI, « On multicarrier signal transmission for high voltage power lines », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Vancouver, Canada, avril 2005.
- [55] D. HYUN et Y. LEE, « A study on the compound communication network over the high voltage power line for distribution automation system », in *International Conference on Information Security and Assurance*, Busan, Korea, pages 410 – 414, avril 2008.
- [56] R. AQUILU, I. G. J. PIJOAN, et G. SANCHEZ, « High-voltage multicarrier spread-spectrum system field test », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, n° 3, pages 1112–1121, juillet 2009.
- [57] P. WOUTERS, P. VAN DER WIELEN, J. VEEN, *et al.*, « Effect of cable load impedance on coupling schemes for MV power line communication », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, n° 2, pages 638–645, avril 2005.
- [58] A. CATALIOTTI, A. DAIDONE, et G. TINE, « Power Line Communication in Medium Voltage Systems : Characterization of MV Cables », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n° 4, pages 1896–1902, octobre 2008.
- [59] R. BENATO et R. CALDON, « Application of PLC for the Control and the Protection of Future Distribution Networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 499–504, mars 2007.
- [60] P. KAROLS, K. DOSTERT, G. GRIEPENTROG, *et al.*, « Mass transit power traction networks as communication channels », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, n° 7, pages 1339–1350, juillet 2006.
- [61] T. HUCK, J. SCHIRMER, T. HOGENMULLER, *et al.*, « Tutorial about the implementation of a vehicular high speed communication system », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 162–166, avril 2005.
- [62] V. DEGARDIN, I. JUNQUA, M. LIENARD, *et al.*, « Theoretical Approach to the Feasibility of Power-Line Communication in Aircrafts », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, n° 3, pages 1362–1366, mars 2013.
- [63] S. GALLI, T. BANWELL, et D. WARING, « Power line based LAN on board the NASA Space Shuttle », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-Spring*, vol. 2, pages 970–974, mai 2004.
- [64] S. TSUZUKI, M. YOSHIDA, Y. YAMADA, *et al.*, « Characteristics of Power-Line Channels in Cargo Ships », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 324–329, mars 2007.
- [65] M. ANTONIALI, A. TONELLO, M. LENARDON, *et al.*, « Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 102–107, avril 2011.
- [66] J. YAZDANI, K. GLANVILLE, et P. CLARKE, « Modelling, developing and implementing sub-sea power-line communications networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 310–316, avril 2005.
- [67] O. BILAL, E. LIU, Y. GAO, *et al.*, « Design of Broadband Coupling Circuits for Power-Line Communication », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Zaragoza, Spain, avril 2004.
- [68] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 1 : Measurement Methods of MIMO PLT », Document technique TR 101 562-1 V1.3.1, ETSI, février 2012.

- [69] M. ISHIHARA, D. UMEHARA, et Y. MORIHIRO, « The Correlation between Radiated Emissions and Power Line Network Components on Indoor Power Line Communications », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Orlando, FL, USA, pages 314–318, mars 2006.
- [70] K. M. DOSTERT, « Telecommunications over the power distribution grid : possibilities and limitations », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Saalbau, Germany, avril 1997.
- [71] D. NORDELL, « Communication systems for Distribution Automation », in *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T #x00026;D. IEEE/PES*, pages 1–14, avril 2008.
- [72] S. T. MAK et D. L. REED, « TWACS, A New Viable Two-Way Automatic Communication System for Distribution Networks. Part I : Outbound Communication », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n° 8, pages 2941–2949, août 1982.
- [73] M. HOCH, « Comparison of PLC G3 and PRIME », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, pages 165–169, avril 2011.
- [74] ITU-T G.9903, « Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks », Document technique, ITU, octobre 2012.
- [75] ITU-T G.9904, « Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for PRIME networks », Document technique, ITU, octobre 2012.
- [76] ITU-T G.9902, « Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G.hnem networks », Document technique, ITU, octobre 2012.
- [77] IEEE 1901.2, « IEEE Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications », Document technique, IEEE, décembre 2013.
- [78] S. GALLI et J. LE CLARE, « Narrowband Power Line Standards », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, *et al.*, eds.), Boca Raton : CRC Press, chap. 11, pages 271 – 300, février 2014.
- [79] IEEE 1901, « IEEE standard for broadband over power line networks : Medium access control and physical layer specifications », Document technique, IEEE, février 2011.
- [80] S. GALLI et O. LOGVINOV, « Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE », *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, n° 7, pages 64–71, juillet 2008.
- [81] ITU-T G.9960, « Unified highspeed wire-line based home networking transceivers », Document technique, ITU, août 2009.
- [82] V. OKSMAN et S. GALLI, « G.hn : The new ITU-T home networking standard », *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, n° 10, pages 138–145, octobre 2009.
- [83] S. GALLI, « On the Fair Comparison of FEC Schemes », in *IEEE International Conference on Communications*, pages 1–6, mai 2010.

- [84] G. PRASAD, H. LATCHMAN, Y. LEE, *et al.*, « A comparative performance study of LDPC and Turbo codes for realistic PLC channels », in *International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, pages 202–207, mars 2014.
- [85] ITU-T G.9963, « Unified high-speed wire-line based home networking transceivers - Multiple input multiple output (MIMO) », Document technique, ITU, septembre 2011.
- [86] HOMEPLUG AV2, « HomePlug AV Specification, Version 2.0 », Document technique, HomePlug Alliance, janvier 2012.
- [87] J. TOUSCH, D. GNAEDIG, P. PAGANI, *et al.*, « Feasibility demonstration for a 1 Gbit/s turbo decoder », Document technique 08AB-118, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juin 2008.
- [88] P. PAGANI, T. STARR, K. I. SLETTA, *et al.*, « Coexistence between G.hn and legacy devices », Document technique 08PC-035, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juillet 2008.
- [89] T. STARR, P. PAGANI, J.-I. SHIRASU, *et al.*, « Decision on G.hn FEC scheme », Document technique 08PC-036, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juillet 2008.
- [90] P. PAGANI, T. OGARA, P. RAJKOTIA, *et al.*, « FEC scheme evaluation », Document technique 08CI-065R2, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, septembre 2008.
- [91] P. PAGANI et H. MARIOTTE, « FEC scheme : performance and complexity evaluation », Document technique 08CC-088, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, septembre 2008.
- [92] P. PAGANI, « FEC scheme : complexity and maturity considerations », Document technique 08VS-056, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, octobre 2008.
- [93] P. PAGANI, H. MARIOTTE, C. S. WILLY, *et al.*, « Proposal for a multi-mode FEC scheme », Document technique C259, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, décembre 2008.
- [94] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : Experimental setup », Document technique FT AV 100426 01, Home Plug AV TWG, avril 2010.
- [95] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : Experimental setup and observations », Document technique FT AV 100531 01, Home Plug AV TWG, mai 2010.
- [96] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : France Telecom measurement data », Document technique FT AV 100621 01, Home Plug AV TWG, juin 2010.
- [97] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO capacity analysis », Document technique FT AV 101011 01, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [98] P. PAGANI, J. TRONEL, M. RENARD, *et al.*, « EMC Friendly Power Boost for Powerline Systems », Document technique FT SPID AV 101019 01, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [99] P. PAGANI et J. TRONEL, « Power Boost Specification Change », Document technique FT AV 101019 02, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [100] P. PAGANI et J. TRONEL, « A study on the impact of the EMC Friendly Power Boost on Electro Magnetic Interference », Document technique FT AV 110627 03, Home Plug AV TWG, juin 2011.
- [101] P. PAGANI et J. TRONEL, « Case study for a sleep mode using Wake on LAN feature », Document technique FT AV 120306 04, Home Plug AV TWG, mars 2012.
- [102] M. TLICH, P. PAGANI, G. AVRIL, *et al.*, « PLC Channel Characterization and Modeling », Document technique D3.2, Seventh Framework Programme : Theme 3 ICT-213311 OMEGA, février 2011.

- [103] P. PAGANI, « Tutorial : PLC Channel Characterization, Modeling and EMC issues », in *Third Workshop on Powerline Communications*, Udine, Italy, octobre 2009.
- [104] S. GALLI, « A simplified model for the indoor power line channel », in *Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009. IEEE International Symposium on*, pages 13–19, mars 2009.
- [105] H. HASHEMI, « The indoor radio propagation channel », *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n° 7, pages 943–968, juillet 1993.
- [106] J. B. ANDERSEN, T. S. RAPPAPORT, et S. YOSHIDA, « Propagation measurements and models for wireless communications channels », *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, n° 1, pages 42–49, janvier 1995.
- [107] F. J. CANETE CORRIPIO, L. DIEZ DEL RIO, et J. T. ENTRAMBASAGUAS MUNOZ, « A time variant model for indoor power-line channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications*, Malmo, Sweden, pages 85 – 90, mars 2001.
- [108] F. CANETE, L. DIEZ, J. CORTES, *et al.*, « Broadband modelling of indoor power-line channels », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, n° 1, pages 175–183, février 2002.
- [109] H. PHILIPPS, « Modelling of Powerline Communication Channels », in *International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, Lancaster, UK, March 1999.
- [110] M. ZIMMERMANN et K. DOSTERT, « A multipath model for the powerline channel », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n° 4, pages 553–559, avril 2002.
- [111] A. M. TONELLO, « Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, n° 96747, pages 1–14, 2007.
- [112] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN, *et al.*, « Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz - Part I : One-Parameter Deterministic Model », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n° 3, pages 1392–1401, juillet 2008.
- [113] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. MOULIN, *et al.*, « Indoor Power-Line Communications Channel Characterization up to 100 MHz - Part II : Time-Frequency Analysis », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n° 3, pages 1402–1409, juillet 2008.
- [114] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. GAUTHIER, *et al.*, « Wideband Indoor Transmission Channel Simulator for Powerline : WITS Software », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, n° 2, pages 702–713, avril 2010.
- [115] R. E. MATICK, *Transmission lines for digital and communication networks*, McGraw-Hill, 1969.
- [116] S. GALLI et T. BANWELL, « A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, n° 7, pages 1304–1316, juillet 2006.
- [117] J. ANATORY, N. THEETHAYI, et R. THOTTAPPILLIL, « Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks - Part I : Two-Conductor System », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, n° 1, pages 118–123, janvier 2009.

- [118] S. BARMADA, A. MUSOLINO, et M. RAUGI, « Innovative model for time-varying power line communication channel response evaluation », *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 24, n° 7, pages 1317–1326, juillet 2006.
- [119] A. M. TONELLO et F. VERSOLATTO, « Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part II : inferring the statistics », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, n° 4, pages 2356–2363, octobre 2010.
- [120] A. M. TONELLO et F. VERSOLATTO, « Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part I : Random topology model and efficient transfer function computation », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, n° 2, pages 891–898, avril 2011.
- [121] M. ZIMMERMANN et K. DOSTERT, « An analysis of the broadband noise scenario in power-line networks », in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Limerick, Ireland, pages 131 – 138, avril 2000.
- [122] M. ZIMMERMANN et K. DOSTERT, « Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, n° 1, pages 249–258, 2002.
- [123] V. DEGARDIN, M. LIENARD, A. ZEDDAM, *et al.*, « Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, n° 4, pages 913–918, novembre 2002.
- [124] M. TLICH, H. CHAOUCHE, A. ZEDDAM, *et al.*, « Novel approach for PLC impulsive noise modelling », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009*, Dresden, Germany, pages 20–25, mars 2009.
- [125] Y. HIRAYAMA, H. OKADA, T. YAMAZATO, *et al.*, « Noise analysis on wide-band PLC with high sampling rate and long observation time », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Kyoto, Japan, pages 142–147, mars 2003.
- [126] T. ESMAILIAN, F. R. KSCHISCHANG, et P. GLENN GULAK, « In-building power lines as high-speed communication channels : channel characterization and a test channel ensemble », *International Journal of Communication Systems*, vol. 16, n° 5, pages 381–400, 2003.
- [127] H. PHILIPPS, « Performance measurements of powerline channels at high frequencies », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Essen, Germany, pages 229 – 237, 1998.
- [128] Y.-T. MA, K.-H. LIU, Z.-J. ZHANG, *et al.*, « Modeling the colored background noise of power line communication channel based on artificial neural network », in *Wireless and Optical Communications Conference (WOCC), 2010 19th Annual*, pages 1–4, mai 2010.
- [129] J. CORTES, L. DIEZ, F. CANETE, *et al.*, « Analysis of the Indoor Broadband Power-Line Noise Scenario », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, n° 4, pages 849–858, novembre 2010.
- [130] H.-M. OH, S. CHOI, Y. KIM, *et al.*, « A Systematic Approach to Analyzing Multipath Parameters From PLC Channel Response », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, n° 4, pages 1921–1929, octobre 2008.
- [131] B. DENIS et J. KEIGNART, « Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band- limited measurements », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 260–264, novembre 2003.

- [132] Y. HUA et T. K. SARKAR, « Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, n° 5, pages 814–824, mai 1990.
- [133] T. K. SARKAR et O. PEREIRA, « Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, n° 1, pages 48–55, février 1995.
- [134] J. Y. LEE et R. A. SCHOLTZ, « Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n° 9, pages 1677–1683, décembre 2002.
- [135] R. HASHMAT, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « MIMO capacity of inhome PLC links up to 100 MHz », in *Workshop on Power Line Communications, WSPLC*, Udine, Italy, pages 4–6, octobre 2009.
- [136] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 2 : Setup and Statistical Results of MIMO PLT EMI Measurements », Document technique TR 101 562-2 V1.2.1, ETSI, février 2012.
- [137] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 3 : Setup and Statistical Results of MIMO PLT Channel and Noise Measurements », Document technique TR 101 562-3 V1.1.1, ETSI, février 2012.
- [138] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, *et al.*, « A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, Italy, pages 35–41, avril 2011.
- [139] R. HASHMAT, P. PAGANI, T. CHONAVEL, *et al.*, « Analysis and modeling of background noise for inhome MIMO PLC channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 316–321, mars 2012.
- [140] J. MIETZNER, R. SCHÖBER, L. LAMPE, *et al.*, « Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey », *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, n° 2, pages 87–105, avril 2009.
- [141] C. L. GIOVANELI, P. F. J. YAZDANI, et B. HONARY, « Application of space-time diversity coding for power line channels », in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Athens, Greece, pages 101–105, 2002.
- [142] C. L. GIOVANELI, P. G. FARRELL, et B. HONARY, « Improved space-time coding applications for power line channels », in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Kyoto, Japan, pages 50–55, 2003.
- [143] C. L. GIOVANELI, B. HONARY, et P. G. FARRELL, « Optimum space-diversity receiver for Class A noise channels », in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Zaragoza, Spain, pages 189–194, 2004.
- [144] A. PAPAIOANNOU, G. D. PAPADOPOULOS, et F. N. PAVLIDOU, « Performance of space-time block coding over the power line channel in comparison with the wireless channel », in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Zaragoza, Spain, pages 362–366, 2004.
- [145] L. HAO et J. GUO, « A MIMO-OFDM scheme over coupled multi-conductor power-line communication channel », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Pisa, Italy, pages 198–203, 2007.

- [146] M. KUHN, D. BENYUCEF, et A. WITTNEBEN, « Linear block codes for frequency selective PLC channels with colored noise and multiple narrowband interference », in *Vehicle Technology Conference, VTC Spring*, Birmingham, AL, pages 1756–1760, 2002.
- [147] L. LAMPE, R. SCHÖBER, et S. YIU, « Distributed space-time coding for multihop transmission in power line communication networks », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, n° 7, pages 1389–1400, juillet 2006.
- [148] L. STADELMEIER, D. SCHILL, A. SCHWAGER, *et al.*, « MIMO for Inhome Power Line Communications », in *International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, pages 1–6, janvier 2008.
- [149] D. SCHNEIDER, J. SPEIDEL, L. STADELMEIER, *et al.*, « Precoded Spatial Multiplexing MIMO for Inhome Power Line Communications », in *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–5, novembre 2008.
- [150] D. VERONESI, R. RIVA, P. BISAGLIA, *et al.*, « Characterization of in-home MIMO power line channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr., pages 42–47, 2011.
- [151] D. RENDE, A. NAYAGAM, K. AFKHAMIE, *et al.*, « Noise correlation and its effect on capacity of inhome MIMO power line channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr., pages 60–65, 2011.
- [152] A. TOMASONI, R. RIVA, et S. BELLINI, « Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, pages 286–291, mars 2012.
- [153] C. E. SHANNON, « Communication in the presence of noise », *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 37, n° 1, pages 10–21, janvier 1949.
- [154] A. GOLDSMITH, S. JAFAR, N. JINDAL, *et al.*, « Capacity limits of MIMO channels », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, n° 5, pages 684–702, juin 2003.
- [155] E. TELATAR, « Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels », *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, n° 6, pages 585–595, 1999.
- [156] T. BANWELL et S. GALLI, « A novel approach to the modeling of the indoor power line channel - Part I : circuit analysis and companion model », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, n° 2, pages 655–663, avril 2005.
- [157] S. GALLI et T. BANWELL, « A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-Part II : transfer function and its properties », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, n° 3, pages 1869–1878, juillet 2005.
- [158] J. ANATORY, N. THEETHAYI, et R. THOTTAPPILLIL, « Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks - Part II : Multiconductor System », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, n° 1, pages 124–128, janvier 2009.
- [159] F. VERSOLATTO et A. M. TONELLO, « An MTL theory approach for the simulation of MIMO power-line communication channels », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, n° 3, pages 1710–1717, juillet 2011.
- [160] F. VERSOLATTO et A. M. TONELLO, « A MIMO PLC random channel generator and capacity analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, pages 66–71, avril 2011.

- [161] A. CANOVA, N. BENVENUTO, et P. BISAGLIA, « Receivers for MIMO-PLC channels : Throughput comparison », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, pages 114–119, mars 2010.
- [162] M. BABIC, M. HAGENAU, K. DOSTERT, *et al.*, « Theoretical postulation of PLC channel model », Document technique, Sixth Framework Programme : OPERA Project, mars 2005.
- [163] K. KHALIL, M. G. GAZALET, P. CORLAY, *et al.*, « An MIMO Random Channel Generator for Indoor Power-Line Communication », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, n° 4, pages 1561–1568, août 2014.
- [164] A. TONELLO, F. VERSOLATTO, B. BÉJAR, *et al.*, « A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 3, pages 1477–1484, juillet 2012.
- [165] A. TONELLO, F. VERSOLATTO, et A. PITTOLO, « In-home power line communication channel : statistical characterization », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, n° 6, pages 2096–2106, juin 2014.
- [166] A. N. KOLMOGOROV, « Sulla determinazione empirica di una legge di distribuzione », *Giornale dell' Istituto Italiano degli Attuari*, vol. 4, n° 1, pages 83–91, janvier 1933.
- [167] D. MCNAMARA, M. BEACH, et P. FLETCHER, « Spatial correlation in indoor MIMO channels », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 290–294, septembre 2002.
- [168] P. D. WELCH, « The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra : A method based on time averaging over short, modified periodograms », *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on*, vol. 15, n° 2, pages 70–73, juin 1967.
- [169] A. NEUMAIER et T. SCHNEIDER, « Estimation of Parameters and Eigenmodes of Multivariate Autoregressive Models », *ACM Trans. Math. Softw.*, vol. 27, n° 1, pages 27–57, mars 2001.
- [170] R. RAZAFFERSON, P. PAGANI, A. ZEDDAM, *et al.*, « Electro Magnetic Compatibility for Power Line Communications », Document technique D3.3, Seventh Framework Programme : Theme 3 ICT-213311 OMEGA, avril 2010.
- [171] CISPR 22, « Information Technology Equipment ; Radio Disturbance Characteristics ; Limits and Methods of Measurement », Document technique, Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, 2008.
- [172] CENELEC EN 50561-1, « Power line communication apparatus used in low-voltage installations - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Part 1 : Apparatus for in-home use », Document technique, Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique, octobre 2013.
- [173] ETSI TS 102 578, « Powerline Telecommunications (PLT) ; Coexistence between PLT modems and short wave radio broadcasting services », Document technique, European Telecommunication Standards Institute, août 2008.
- [174] A. MESCCO, P. PAGANI, A. ZEDDAM, *et al.*, « Cartographie de rayonnement électromagnétique dans l'habitat jusqu'à 30MHz », in *Compatibilité ElectroMagnétique (CEM2012)*, Rouen, France, avril 2012.

- [175] A. MESCCO, P. PAGANI, M. NEY, *et al.*, « Etude des émissions électromagnétiques des systèmes CPL en environnement domestique », in *Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2014)*, Clermont-Ferrand, France, juillet 2014.
- [176] P. FAVRE, C. CANDOLFI, M. SCHNEIDER, *et al.*, « Common mode current and radiations mechanisms in PLC networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 348–354, mars 2007.
- [177] R. HOLLAND et L. SIMPSON, « Finite-Difference Analysis of EMP Coupling to Thin Struts and Wires », *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 23, n° 2, pages 88–97, mai 1981.
- [178] A. ZEDDAM, « Environnement électromagnétique et télécommunications, vers une CEM cognitive », in *Compatibilité Electromagnétique (CEM2008)*, Paris, France, mai 2008.
- [179] J. MITOLA et J. MAGUIRE, G.Q., « Cognitive radio : making software radios more personal », *Personal Communications, IEEE*, vol. 6, n° 4, pages 13–18, aug 1999.
- [180] G. AVRIL, F. MOULIN, A. ZEDDAM, *et al.*, « Détection des perturbations électromagnétiques dans les bandes éteintes des systèmes multi-porteuses », in *Compatibilité Electromagnétique (CEM2008)*, Paris, France, mai 2008.
- [181] Y. LU et W. LIU, « Spectrum analyzer based measurement and detection of MW/SW broadcast radios on power lines for cognitive PLC », in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2013 17th IEEE International Symposium on*, pages 103–108, mars 2013.
- [182] G. AVRIL et P. PAGANI, « Procédé d'émission tenant compte de l'écho », Brevet 0856601, septembre 2008.
- [183] G. AVRIL, *Etude et optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, octobre 2008.
- [184] G. LEROSEY, J. DE ROSNY, A. TOURIN, *et al.*, « Time Reversal of Electromagnetic Waves », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 92, page 193904, mai 2004.
- [185] A. E. AKOGUN, R. C. QIU, et N. GUO, « Demonstrating time reversal in ultra-wideband communications using time domain measurements », in *International Instrumentation Symposium*, Knoxville, TN, mai 2005.
- [186] A. KHALEGHI, G. EL ZEIN, et I. NAQVI, « Demonstration of Time-Reversal in Indoor Ultra-Wideband Communication : Time Domain Measurement », in *International Symposium on Wireless Communication Systems*, pages 465–468, octobre 2007.
- [187] R. HASHMAT et P. PAGANI, « Pré-filtrage d'un signal de données transmis entre deux entités communicantes via un canal de transmission filaire », Brevet 0956363, septembre 2009.
- [188] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, *et al.*, « Time-Reversal for EMC improvement in Powerline Communications », in *Compatibilité Electromagnétique (CEM2010)*, Limoges, France, avril 2010.
- [189] P. FAVRE, C. CANDOLFI, et P. KRAHENBUEHL, « Radiation and disturbance mitigation in PLC networks », in *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 5–8, janvier 2009.

- [190] N. KOROVKIN, E. MARTHE, F. RACHIDI, *et al.*, « Mitigation of electromagnetic field radiated by PLC systems in indoor environment », *International Journal of Communication Systems*, vol. 16, n° 5, pages 417–426, juin 2003.
- [191] A. VUKICEVIC, M. RUBINSTEIN, F. RACHIDI, *et al.*, « On the Impact of Mitigating Radiated Emissions on the Capacity of PLC Systems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pages 487–492, mars 2007.
- [192] M. CHAABAN, G. BOUSSALEH, R. CHEHADE, *et al.*, « Reduction of power field radiation for PLC application », in *International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications*, pages 422–426, juillet 2009.
- [193] A. DERODE, P. ROUX, et M. FINK, « Acoustic time-reversal through high-order multiple scattering », in *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol. 2, pages 1091–1094, novembre 1995.
- [194] D. R. JACKSON et D. R. DOWLING, « Phase conjugation in underwater acoustics », *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 89, n° 1, pages 171–181, 1991.
- [195] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « On the use of Uniform Circular Array for characterizing UWB Time Reversal », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 71, pages 102–109, janvier 2009.
- [196] C. ZHOU et R. C. QIU, « Spatial focusing of time-reversed UWB electromagnetic waves in a hallway environment », in *Southeastern Symposium on System Theory*, Cookeville, TN, pages 318–322, mars 2006.
- [197] ADEME, « Gérer ses équipements électriques », Document technique, ADEME, 2012.
- [198] IDATE, « Impact environnemental de la filière TIC en France », Document technique, Idate, 2010.
- [199] ADEME, « Prix des énergies pour l'utilisateur - Secteur de l'habitat, 1973 - 2011 », Document technique, ADEME Franche-Comté, 2010.
- [200] R. RIGGIO et D. J. LEITH, « A measurement-based model of energy consumption in femtocells », in *IFIP Wireless Days*, pages 1–5, novembre 2012.
- [201] V. SIVARAMAN, A. VISHWANATH, Z. ZHAO, *et al.*, « Profiling per-packet and per-byte energy consumption in the NetFPGA Gigabit router », in *Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2011 IEEE Conference on*, pages 331–336, avril 2011.
- [202] A. VISHWANATH, Z. ZHAO, V. SIVARAMAN, *et al.*, « An empirical model of power consumption in the NetFPGA Gigabit router », in *Advanced Networks and Telecommunication Systems (ANTS), 2010 IEEE 4th International Symposium on*, pages 16–18, décembre 2010.
- [203] A. VISHWANATH, J. ZHU, K. HINTON, *et al.*, « Estimating the energy consumption for packet processing, storage and switching in optical-IP routers », in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013*, pages 1–3, mars 2013.
- [204] T. COVER et A. E. GAMAL, « Capacity theorems for the relay channel », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, n° 5, pages 572–584, septembre 1979.
- [205] M. AL-KALI, L. YU, D. SAMB, *et al.*, « Performance analysis for energy efficiency in wireless cooperative relay networks », in *Communication Technology (ICCT), 2012 IEEE 14th International Conference on*, pages 423–427, novembre 2012.

- [206] J. JOSE, L. YING, et S. VISHWANATH, « On the stability region of amplify-and-forward cooperative relay networks », in *Information Theory Workshop, 2009. ITW 2009. IEEE*, pages 620–624, octobre 2009.
- [207] G. HUANG, Y. WANG, et J. COON, « Performance of multihop decode-and-forward and amplify-and-forward relay networks with channel estimation », in *Communications, Computers and Signal Processing (PacRim), 2011 IEEE Pacific Rim Conference on*, pages 352–357, août 2011.
- [208] W. ZENG, C. XIAO, Y. WANG, *et al.*, « Opportunistic Cooperation for Multi-Antenna Multi-Relay Networks », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, n° 10, pages 3189–3199, octobre 2010.

Résumé

Transmission haut-débit sur les réseaux d'énergie : principes physiques et compatibilité électromagnétique

La technologie Courant Porteur en Ligne (CPL) consiste à transmettre des données en réutilisant le réseau électrique classique en tant que support de propagation. Les réseaux d'énergie sont des environnements difficiles pour les communications à haut débit, car ils n'ont pas été conçus pour la transmission d'un signal à haute fréquence. Ce mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches présente mes travaux concernant la physique de la transmission et les aspects de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) pour le réseau électrique domestique. Ils ont été réalisés à partir de 2007 dans le cadre d'une collaboration entre Orange Labs et Telecom Bretagne, notamment à travers trois thèses soutenues en 2012, 2013 et 2015.

Après une introduction générale à la technologie CPL, le manuscrit décrit l'environnement de propagation dans les réseaux d'énergie en termes de canal et de bruit électromagnétique. Les principes de la modélisation du canal CPL sont illustrés à partir de la problématique d'identification des trajets de propagation. L'une des principales évolutions du domaine concerne l'application de la technologie *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) aux communications sur réseaux d'énergie. Nos études expérimentales ont démontré que l'adaptation de cette technique issue du domaine de la radio permet un doublement de la capacité de transmission. Nous présentons les campagnes de mesure réalisées au sein d'Orange Labs et du groupe Specialist Task Force 410 de l'ETSI. A partir de ces données, des modèles statistiques de canal de propagation MIMO et de bruit multi-capteurs ont été élaborés.

En termes d'émission électromagnétique, la bande utilisée par les systèmes CPL est déjà occupée par d'autres services (radio amateur, radiodiffusion en ondes courtes). Nous décrivons les contraintes CEM des systèmes CPL et abordons les techniques de CEM cognitive, consistant à optimiser les ressources spectrales en tenant compte de la connaissance de l'environnement du système. En particulier, la technique de retournement temporel est étudiée pour la mitigation du rayonnement involontaire et sa performance est étudiée de manière expérimentale.

Enfin, le manuscrit présente la problématique de l'efficacité énergétique des systèmes CPL. Nous présentons les mesures expérimentales réalisées afin de modéliser la consommation de modems classiques et MIMO. D'autre part, la configuration de communication en relais a été étudiée, afin d'évaluer le gain de ce mode de transmission en termes de consommation énergétique. A l'avenir, ces travaux pourront être étendus aux réseaux de distribution en basse et moyenne tension, pour le développement et l'optimisation des réseaux d'énergie intelligents, ou *Smart Grids*.

Annexes

Annexe A

Liste des publications personnelles

Ouvrages scientifiques

- [O1] P. PAGANI, F. TCHOFFO TALOM, P. PAJUSCO, et B. UGUEN, *Communications Ultra Large Bande : Le canal de propagation radioélectrique*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Hermès / Lavoisier, mars 2007.
- [O2] P. PAGANI, F. TCHOFFO TALOM, P. PAJUSCO, et B. UGUEN, *Ultra Wide Band Radio Propagation Channels : A practical approach*, London : ISTE / Wiley, octobre 2008.

Direction d'ouvrages scientifiques

- [D1] L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER (éds.), *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, Devices, Circuits, and Systems, Boca Raton : CRC Press, 2014.

Chapitres d'ouvrages scientifiques

- [Ch1] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « On the fading properties of a UWB link in a dynamic environment », in *Ultra Wide Band Short Pulse Electromagnetics 7* (F. SABATH, éd.), New York : Kluwer Academic / Plenum, février 2007.
- [Ch2] L. T. BERGER, P. PAGANI, A. SCHWAGER, et P. J. VAN RENSBURG, « Introduction to Power Line Communication Channel and Noise Characterisation », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, éds.), Boca Raton : CRC Press, chap. 1, février 2014.
- [Ch3] A. SCHWAGER, P. PAGANI, D. M. SCHNEIDER, R. HASHMAT, et T. CHONAVEL, « Broadband In-Home Statistics and Stochastic Modelling », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, éds.), Boca Raton : CRC Press, chap. 5, février 2014.
- [Ch4] D. M. SCHNEIDER, P. PAGANI, et A. SCHWAGER, « Multiple-Input Multiple-Output Power Line Communications Capacity and Throughput Analysis », in *MIMO Power*

Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, édés.), Boca Raton : CRC Press, chap. 9, février 2014.

- [Ch5] L. T. BERGER, A. SCHWAGER, S. GALLI, D. M. SCHNEIDER, H. LIOE, et P. PAGANI, « Current Power Line Communication Systems : A Survey », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, édés.), Boca Raton : CRC Press, chap. 10, pages 253 – 269, février 2014.
- [Ch6] L. YONGE, J. ABAD, K. AFKHAMIE, S. KATAR, P. PAGANI, D. M. SCHNEIDER, A. SCHWAGER, R. RIVA, H. LIOE, et L. GUERRIERI, « HomePlug AV2 : Next-Generation Broadband over Power Line », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, édés.), Boca Raton : CRC Press, chap. 14, pages 391 – 426, février 2014.
- [Ch7] P. PAGANI, A. MESCCO, M. NEY, et A. ZEDDAM, « Radiation mitigation for power line communications using time reversal », in *MIMO Power Line Communications : Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing* (L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, édés.), Boca Raton : CRC Press, chap. 17, pages 473 – 490, février 2014.

Brevets

- [B1] G. AVRIL et P. PAGANI, « Procédé d'émission tenant compte de l'écho », Brevet 0856601, septembre 2008.
- [B2] G. AVRIL et P. PAGANI, « Procédé d'annulation de bruits impulsifs », Brevet 0856847, octobre 2008.
- [B3] R. HASHMAT et P. PAGANI, « Pré-filtrage d'un signal de données transmis entre deux entités communicantes via un canal de transmission filaire », Brevet 0956363, septembre 2009.
- [B4] P. PAGANI et M. TLICH, « Emulateur numérique de canal de transmission », Brevet 1054981, juin 2010.
- [B5] P. PAGANI et R. HASHMAT, « Méthode de mitigation du bruit pour un émetteur-récepteur à capteurs multiples », Brevet 1057924, septembre 2010.
- [B6] P. PAGANI, « Dispositif de commande d'un interrupteur d'alimentation électrique et appareil électrique associé », Brevet 1158821, septembre 2011.
- [B7] P. PAGANI, « Procédé de réveil à distance d'un équipement connecté à un réseau composé de liens multiples », Brevet 1250598, janvier 2012.
- [B8] P. PAGANI, « Procédé de mise en veille d'un équipement connecté à un réseau composé de liens multiples », Brevet 1259233, septembre 2012.

Articles de journaux internationaux avec comité de lecture

- [J1] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Statistical Modeling of the Ultra Wide Band Propagation Channel through the Analysis of Experimental Measurements », *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences - Physique*, n° 7, pages 762 – 773, septembre 2006.

- [J2] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Characterization and Modeling of Temporal Variations on an Ultra-Wideband Radio Link », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 11-1, pages 3198–3206, novembre 2006.
- [J3] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « On the use of Uniform Circular Array for characterizing UWB Time Reversal », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 71, pages 102–109, janvier 2009.
- [J4] M. TLICH, A. ZEDDAM, F. GAUTHIER, et P. PAGANI, « Wideband Indoor Transmission Channel Simulator for Powerline : WITS Software », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, n° 2, pages 702–713, avril 2010.
- [J5] B. PRAHO, M. TLICH, G. AVRIL, P. PAGANI, et A. ZEDDAM, « Electromagnetic compatibility issues related to Power Line Communications », *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, vol. 86, n° 5, ISSN 0033-2097, mai 2010.
- [J6] P. PAGANI, A. ISMAIL, et A. ZEDDAM, « Path Identification in a Power Line Network based on Channel Transfer Function Measurements », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 3, pages 1081–1089, juillet 2012.
- [J7] R. HASHMAT, P. PAGANI, T. CHONAVEL, et A. ZEDDAM, « A time-domain model of background noise for in-home mimo plc networks », *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 4, pages 2082–2089, octobre 2012.
- [J8] L. YONGE, J. ABAD, K. AFKHAMIE, L. GUERRIERI, S. KATAR, H. LIOE, P. PAGANI, R. RIVA, D. M. SCHNEIDER, et A. SCHWAGER, « An Overview of the HomePlug AV2 Technology », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, n° 892628, mars 2013.
- [J9] A. MESCCO, P. PAGANI, M. NEY, et A. ZEDDAM, « Radiation Mitigation for Power Line Communications using Time Reversal », *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2013, n° 402514, mars 2013.
- [J10] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Le canal de propagation Ultra Large Bande : sondage, caractérisation et modélisation », *Revue de l'Électricité et de l'Électronique*, vol. 2013, n° 5, décembre 2013.
- [J11] L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, « MIMO Power Line Communications », *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, n° 1, pages 106 – 124, mars 2015.
- [J12] P. PAGANI et A. SCHWAGER, « A Statistical Model of the In-Home MIMO PLC Channel based on European Field Measurements », *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 34, n° 7, pages 2033–2044, juillet 2016.

Communications dans des congrès internationaux avec comité de lecture et actes

- [C1] P. PAGANI, P. PAJUSCO, et S. VOINOT, « A Study of the Ultra-Wide Band Indoor Channel : Propagation Experiment and Measurement Results », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.
- [C2] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Extension of SIMO Wideband Channel Sounder for UWB Propagation Experiment », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 250–254, novembre 2003.

- [C3] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Assessment of the UWB Channel Variability in a Dynamic Environment », in *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 4, pages 2973–2977, septembre 2004.
- [C4] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Analysis of the Ultra-Wideband Propagation Channel over the 3.1 GHz - 10.6 GHz Frequency Band », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, septembre 2006.
- [C5] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Modeling the Space- and Time-Variant Ultra-Wideband Propagation Channel », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band*, Waltham, MA, USA, septembre 2006.
- [C6] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Comparison of two time reversal schemes using circular UWB measurements », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, Greece, septembre 2007.
- [C7] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Characterization of UWB time reversal using circular array measurements », in *European Conference on Wireless Technologies*, Munich, Germany, septembre 2007.
- [C8] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Frequency dependence of the UWB indoor propagation channel », in *European Conference on Antennas and Propagation*, Edinburgh, UK, novembre 2007.
- [C9] S. ROBLLOT, P. PAGANI, et A. ZEDDAM, « Caractérisation de la diaphonie dans une quarte de câble de télécommunications », in *Compatibilité Electromagnétique (CEM2008)*, Paris, France, mai 2008.
- [C10] P. PAGANI, « Evaluation of the DS-UWB System Performance using Innovative Spreading Codes », in *European Wireless Conference*, Prague, Czech Republic, juin 2008.
- [C11] P. PAGANI, M. PIZ, I. SIAUD, E. GRASS, W. LI, K. TITTELBACH HELMRICH, A. M. ULMER-MOLL, et F. HERZEL, « OFDM-Based Millimeter Wave System for High Data Rate WPAN Applications », in *IEEE Vehicular Technology Conference Fall*, Calgary, Canada, septembre 2008.
- [C12] E. GRASS, I. SIAUD, S. GLISIC, M. EHRLING, Y. SUN, J. LEHMANN, M. H. HAMON, A. M. ULMER-MOLL, P. PAGANI, R. KRAEMER, et C. SCHEYTT, « Asymmetric Dual-Band UWB / 60 GHz Demonstrator », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, Greece, septembre 2008.
- [C13] H. CHAOUCHE, M. TLICH, P. PAGANI, et A. ZEDDAM, « Deterministic Modelling of Powerline Channels and Impact of Domestic Appliances Impedances », in *IFIP Wireless Days*, Dubai, UAE, novembre 2008.
- [C14] M. TLICH, H. CHAOUCHE, A. ZEDDAM, et P. PAGANI, « Novel approach for PLC impulsive noise modelling », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009*, Dresden, Germany, pages 20–25, mars 2009.
- [C15] P. PAGANI, M. TLICH, A. ZEDDAM, A. M. TONELLO, F. PECILE, S. D’ALESSANDRO, G. MIJIC, et K. KRIZNAR, « PLC Channel Transfer Function Models for the OMEGA ICT Project », in *ICT Mobile Summit Conference*, Santander, Spain, juin 2009.

- [C16] B. PRAHO, M. TLICH, G. AVRIL, P. PAGANI, et A. ZEDDAM, « Current electromagnetic compatibility restrictions in Power Line Communications », in *International Symposium on Electromagnetic Fields*, Arras, France, septembre 2009.
- [C17] R. HASHMAT, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « MIMO capacity of inhome PLC links up to 100 MHz », in *Workshop on Power Line Communications, WSPLC*, Udine, Italy, pages 4–6, octobre 2009.
- [C18] B. PRAHO, M. TLICH, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et F. NOUVEL, « Cognitive detection method of radio frequencies on Power line networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Rio, Brasil, mars 2010.
- [C19] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et T. CHONAVEL, « MIMO communications for inhome PLC networks : Measurements and results up to 100 MHz », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Rio, Brasil, pages 120–124, mars 2010.
- [C20] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et T. CHONAVEL, « Time-Reversal for EMC improvement in Powerline Communications », in *Compatibilité Electromagnétique (CEM2010)*, Limoges, France, avril 2010.
- [C21] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et T. CHONAVEL, « Measurement and analysis of inhome MIMO PLC channel noise », in *Workshop on Power Line Communications*, Boppard, Germany, septembre 2010.
- [C22] A. MESCCO, P. PAGANI, A. ZEDDAM, M. NEY, R. RAZAFFERSON, et D. ROBERT, « Electromagnetic Emissions Issues in the Home Environment », in *Workshop on Power Line Communications*, Boppard, Germany, septembre 2010.
- [C23] P. PAGANI, R. RAZAFFERSON, A. ZEDDAM, B. PRAHO, J.-Y. BAUDAIS, A. MAIGA, O. ISSON, G. MIJIC, K. KRIZNAR, et S. DRAKUL, « Electro Magnetic Compatibility for Power Line Communications : Regulatory Issues and Countermeasures », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Istanbul, Turkey, septembre 2010.
- [C24] R. HASHMAT, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et T. CHONAVEL, « A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Udine, Italy, pages 35–41, avril 2011.
- [C25] A. SCHWAGER, W. BASCHLIN, H. HIRSCH, P. PAGANI, N. WELING, J. L. G. MORENO, et H. MILLERET, « European MIMO PLT field measurements : Overview of the ETSI STF410 campaign & EMI analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 298–303, mars 2012.
- [C26] D. SCHNEIDER, A. SCHWAGER, W. BASCHLIN, et P. PAGANI, « European MIMO PLC field measurements : channel analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 304–309, mars 2012.
- [C27] P. PAGANI, R. HASHMAT, A. SCHWAGER, D. SCHNEIDER, et W. BASCHLIN, « European MIMO PLC field measurements : noise analysis », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 310–315, mars 2012.

- [C28] R. HASHMAT, P. PAGANI, T. CHONAVEL, et A. ZEDDAM, « Analysis and modeling of background noise for inhome MIMO PLC channels », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, pages 316–321, mars 2012.
- [C29] A. MESCCO, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et M. NEY, « Cartographie de rayonnement électromagnétique dans l’habitat jusqu’à 30MHz », in *Compatibilité ElectroMagnétique (CEM2012)*, Rouen, France, avril 2012.
- [C30] T. N. VO, K. AMIS, T. CHONAVEL, P. SIOHAN, et P. PAGANI, « Influence of Interference in MIMO Power Line Communication systems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, mars 2014.
- [C31] W. BAKKALI, M. TLICH, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « A measurement-based model of energy consumption for PLC modems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, pages 42–46, mars 2014.
- [C32] K. KHODER, R. FLEURY, et P. PAGANI, « Monitoring of ionosphere propagation conditions using opportunistic HF signals », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, pages 2697–2701, avril 2014.
- [C33] P. PAGANI, R. FLEURY, Y. M. LE ROUX, et D. LE JEUNE, « A Study of HF Transmitter Geolocation Through Single-Hop Ionospheric Propagation », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, The Hague, Netherlands, avril 2014.
- [C34] A. MESCCO, P. PAGANI, M. NEY, et A. ZEDDAM, « Etude des émissions électromagnétiques des systèmes CPL en environnement domestique », in *Compatibilité Électro-Magnétique (CEM 2014)*, Clermont-Ferrand, France, juillet 2014.
- [C35] A. MESCCO, P. PAGANI, A. ZEDDAM, et M. NEY, « A Framework for Characterizing Electromagnetic Interference from Indoor Power Line Communications », in *URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Beijing, China, août 2014.
- [C36] W. BAKKALI, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « Energy Efficiency Performance of Relay-Assisted Power-Line Communication Networks », in *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, Las Vegas, NV, USA, janvier 2015.
- [C37] F. LACOSTE, V. FABBRO, J. LEMORTON, G. DECERPRIT, R. FLEURY, P. PAGANI, F. CARVALHO, et S. ROUGERIE, « Trans-Ionospheric Propagation Experiment at HF-band : channel measurement and modelling », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, Portugal, avril 2015.
- [C38] W. BAKKALI, P. PAGANI, et T. CHONAVEL, « Experimental Analysis and Modeling of Energy Consumption Behaviour for MIMO PLC Modems », in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, San Diego, CA, USA, décembre 2015.
- [C39] W. BAKKALI, P. PAGANI, T. CHONAVEL, et A. M. TONELLO, « Energy Efficiency Performance of Decode and Forward MIMO Relay PLC Systems », in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Bottrop, Germany, mars 2016.
- [C40] P. PAGANI, I. EL MEJRI, R. FLEURY, Y. M. LE ROUX, J. MÉNARD, et D. LE JEUNE, « Time Domain HF Geolocation : Experimental Measurements and Preliminary Results », in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, avril 2016.

- [C41] P. PAGANI, M. NEY, et A. ZEDDAM, « Modélisation d'un Câble Électrique Rayonnant par un Câble Monofilaire Équivalent », in *Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2016)*, Rennes, France, juillet 2016.

Conférences lors de journées thématiques nationales et internationales

- [Co1] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « UWB Propagation Sounding Techniques and Experimental Results », in *Ultra Wide Band Summit*, Paris, France, décembre 2003.
- [Co2] P. PAJUSCO, P. PAGANI, et M. PIOLOT, « Directional and time variance characterization of the indoor UWB channel », in *European Conference on Wireless Technology, Workshop on UWB Antennas*, Paris, France, octobre 2005.
- [Co3] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Caractérisation du canal de propagation UWB », in *Journée SEE - Télécommunications à Ultra Large Bande*, Grenoble, France, octobre 2005.
- [Co4] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Modélisation statistique du canal de propagation Ultra Large Bande par l'analyse de mesures expérimentales », in *Journées Scientifiques du CNFRS*, Paris, France, mars 2006.
- [Co5] I. SIAUD, P. PAGANI, et A. M. ULMER-MOLL, « UWB WPAN Air Interface Benchmarking », in *World Wide Research Forum, 19th session*, Chennai, India, novembre 2007.
- [Co6] P. PAGANI, « Enhancing QoS in Power Line Communications for Home Networks », in *Broad Band World Forum Europe*, Brussels, Belgium, septembre 2008.
- [Co7] A. ZEDDAM, R. RAZAFFERSON, F. GAUTHIER, et P. PAGANI, « Analysis of EMC issues and throughputs of the PLC systems up to 100 MHz », in *International Union of Radio Science General Assembly*, Chicago, IL, USA, août 2008.
- [Co8] I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, N. MALHOUREUX, et P. PAGANI, « Radio engineering for HDR WPAN MAGNET Air Interfaces », in *World Wide Research Forum, 21th session*, Stockholm, Sweden, octobre 2008.
- [Co9] P. PAGANI, A. ISMAIL, et A. ZEDDAM, « Détection des trajets de propagation dans un réseau PLC à partir de mesures fréquentielles du canal », in *Journées Scientifiques de l'URSI France*, Paris, France, mars 2009.
- [Co10] P. PAGANI, « Tutorial : PLC Channel Characterization, Modeling and EMC issues », in *Third Workshop on Powerline Communications*, Udine, Italy, octobre 2009.
- [Co11] P. PAGANI, A. MESCCO, M. NEY, et A. ZEDDAM, « Application du Retournement Temporel à la transmission par Courant Porteur en Ligne pour la réduction du rayonnement électromagnétique », in *Journées Scientifiques de l'URSI France*, Paris, France, mars 2013.

Contributions en normalisation

- [N1] P. PAGANI, N. MALHOUREUX, I. SIAUD, et V. GUILLET, « Characterization and modeling of the 60 GHz indoor channel in the office and residential environments », Document technique 06/027r3, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2006.
- [N2] P. PAGANI, N. MALHOUREUX, I. SIAUD, et V. GUILLET, « Analysis of the angular characteristics in the 60 GHz indoor propagation channel », Document technique 06/028r2, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2006.

- [N3] P. PAGANI, I. SIAUD, et N. MALHOUREUX, « Impact of the antenna diagram on the 60 GHz radio channel », Document technique 06/105r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mars 2006.
- [N4] P. PAGANI, I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, et W. LI, « High rate OFDM system for 60 GHz WPAN », Document technique 07/539r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, janvier 2007.
- [N5] P. PAGANI, I. SIAUD, A. M. ULMER-MOLL, et W. LI, « Advanced interleaving for high data rate 60 GHz communications », Document technique 07/627, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mars 2007.
- [N6] P. PAGANI, E. GRASS, I. SIAUD, M. PIZ, W. LI, K. TITTELBACH, A. M. ULMER-MOLL, et F. HERZEL, « France Telecom - IHP Joint Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3c », Document technique 07/688r1 and 07/689r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, mai 2007.
- [N7] P. PAGANI, M. PIZ, I. SIAUD, E. GRASS, W. LI, K. TITTELBACH, A. M. ULMER-MOLL, F. HERZEL, et M. H. HAMON, « France Telecom - IHP OFDM mode definition », Document technique 07/766r0, IEEE 802.15 Working Group for WPAN, juillet 2007.
- [N8] J. TOUSCH, D. GNAEDIG, P. PAGANI, R. FRANCO, S. WILLY, T. OGARA, P. RAJKOTIA, M. SORBARA, T. STARR, et S. KOLLURI, « Feasibility demonstration for a 1 Gbit/s turbo decoder », Document technique 08AB-118, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juin 2008.
- [N9] P. PAGANI, T. STARR, K. I. SLETTA, O. LAMPARTER, et B. BISSELL, « Coexistence between G.hn and legacy devices », Document technique 08PC-035, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juillet 2008.
- [N10] T. STARR, P. PAGANI, J.-I. SHIRASU, K. I. SLETTA, et K. SIEVERT, « Decision on G.hn FEC scheme », Document technique 08PC-036, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, juillet 2008.
- [N11] P. PAGANI, T. OGARA, P. RAJKOTIA, C. S. WILLY, R. FRANCO, J.-I. SHIRASU, K. I. SLETTA, et L. HUMPHREY, « FEC scheme evaluation », Document technique 08CI-065R2, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, septembre 2008.
- [N12] P. PAGANI et H. MARIOTTE, « FEC scheme : performance and complexity evaluation », Document technique 08CC-088, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, septembre 2008.
- [N13] P. PAGANI, « FEC scheme : complexity and maturity considerations », Document technique 08VS-056, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, octobre 2008.
- [N14] P. PAGANI, H. MARIOTTE, C. S. WILLY, et T. OGARA, « Proposal for a multi-mode FEC scheme », Document technique C259, ITU-T SG15 Q4/15 G.hn, décembre 2008.
- [N15] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : Experimental setup », Document technique FT AV 100426 01, Home Plug AV TWG, avril 2010.
- [N16] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : Experimental setup and observations », Document technique FT AV 100531 01, Home Plug AV TWG, mai 2010.
- [N17] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO measurements : France Telecom measurement data », Document technique FT AV 100621 01, Home Plug AV TWG, juin 2010.

- [N18] P. PAGANI et R. HASHMAT, « PLC MIMO capacity analysis », Document technique FT AV 101011 01, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [N19] P. PAGANI, J. TRONEL, M. RENARD, et O. ISSON, « EMC Friendly Power Boost for Powerline Systems », Document technique FT SPID AV 101019 01, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [N20] P. PAGANI et J. TRONEL, « Power Boost Specification Change », Document technique FT AV 101019 02, Home Plug AV TWG, octobre 2010.
- [N21] P. PAGANI et J. TRONEL, « A study on the impact of the EMC Friendly Power Boost on Electro Magnetic Interference », Document technique FT AV 110627 03, Home Plug AV TWG, juin 2011.
- [N22] P. PAGANI et J. TRONEL, « Case study for a sleep mode using Wake on LAN feature », Document technique FT AV 120306 04, Home Plug AV TWG, mars 2012.
- [N23] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 1 : Measurement Methods of MIMO PLT », Document technique TR 101 562-1 V1.3.1, ETSI, février 2012.
- [N24] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 2 : Setup and Statistical Results of MIMO PLT EMI Measurements », Document technique TR 101 562-2 V1.2.1, ETSI, février 2012.
- [N25] ETSI, « PowerLine Telecommunications (PLT) ; MIMO PLT ; Part 3 : Setup and Statistical Results of MIMO PLT Channel and Noise Measurements », Document technique TR 101 562-3 V1.1.1, ETSI, février 2012.

Contributions principales à des projets collaboratifs

- [P1] M. TLICH, P. PAGANI, G. AVRIL, F. GAUTHIER, A. ZEDDAM, A. KARTIT, O. ISSON, A. TONELLO, F. PECILE, S. D'ALESSANDRO, T. ZHENG, M. BIONDI, G. MIJIC, K. KRIZNAR, J.-Y. BAUDAIS, et A. MAIGA, « PLC Channel Characterization and Modeling », Document technique D3.2, Seventh Framework Programme : Theme 3 ICT-213311 OMEGA, février 2011.
- [P2] R. RAZAFFERSON, P. PAGANI, A. ZEDDAM, B. PRAHO, M. TLICH, J.-Y. BAUDAIS, A. MAIGA, O. ISSON, G. MIJIC, K. KRIZNAR, et S. DRAKUL, « Electro Magnetic Compatibility for Power Line Communications », Document technique D3.3, Seventh Framework Programme : Theme 3 ICT-213311 OMEGA, avril 2010.

Mémoire de thèse

- [Th1] P. PAGANI, *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, novembre 2005.

Annexe B

Sélection de publications

P. PAGANI et A. SCHWAGER, “A Statistical Model of the In-Home MIMO PLC Channel based on European Field Measurements”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 34, n° 7, pages 2033–2044, juillet 2016 (accepted version).

L. T. BERGER, A. SCHWAGER, P. PAGANI, et D. M. SCHNEIDER, “MIMO Power Line Communications”, *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, n° 1, pages 106 – 124, mars 2015 (accepted version).

P. PAGANI, A. ISMAIL, et A. ZEDDAM, “Path Identification in a Power Line Network based on Channel Transfer Function Measurements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, n° 3, pages 1081–1089, juillet 2012 (accepted version).

©2012, ©2015, ©2016, IEEE. Personal use of this material is permitted. Permission from IEEE must be obtained for all other uses, in any current or future media, including reprinting / republishing this material for advertising or promotional purposes, creating new collective works, for resale or redistribution to servers or lists, or reuse of any copyrighted component of this work in other works.

A Statistical Model of the In-Home MIMO PLC Channel based on European Field Measurements

Pascal Pagani, *Senior Member, IEEE*, and Andreas Schwager

Abstract—The Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) technique is well known in the field of wireless communications, and has recently been proposed to increase the capacity of in-home Power Line Communication (PLC) networks. MIMO PLC employs the Protective Earth in addition to the classical Line and Neutral wires, to form a multi-sensor transmission channel. By considering the additional reception of Common Mode signals, up to 2 simultaneous transmit ports and 4 receive ports can be considered. In order to develop new signal processing strategies optimally exploiting the MIMO propagation characteristics, and to evaluate their performance, accurate modeling of the transmission channel is necessary. This paper presents a comprehensive statistical model of the in-home MIMO PLC channel based on an extensive measurement data base collected in 6 European countries. The study first analyses the main MIMO PLC channel parameters, including path loss parameters and wideband parameters such as the delay spread, coherence bandwidth and small-scale statistics. A focus is then made on the MIMO correlation matrix, and its modelling using empirical statistical distributions. A fully parameterized channel model is then developed, with a particular emphasis on both the frequency fading structure of the transfer function and the correlation matrix between sub-channels. As a result, the proposed model generates random MIMO PLC channel realizations statistically representative of the experimental observations.

Index Terms—Power Line Communication, PLC, channel model, propagation, multiple-input multiple-output, MIMO, European field measurements.

I. INTRODUCTION

THE Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) technology consists of exploiting several sensors at both the transmitter (Tx) and receiver (Rx) of a communication system, and has been largely investigated in the wireless field within the last two decades [1]. Applying MIMO for in-home Power Line Communication (PLC) was first proposed in [2]. The concept is to use the three available wires, namely the Line, Neutral and Protective Earth, to form a multi-sensor channel. As an initial step, the exploration of this technique consisted in measuring a number of MIMO PLC channels, in order to assess the performance gain. Similar evaluations, based on a limited set of measurements, were conducted in [3]. These studies concluded that the application of MIMO to indoor PLC could provide a capacity gain in the order of 1.9. Further, [2] showed that this capacity gain even increased with the number of receive (Rx) ports. In a 2×3 MIMO configuration, the

average capacity gain ranged between 1.8 and 2.2 depending on the Tx power level. When adding Common Mode (CM) reception, average gains between 2.1 and 2.6 were observed.

Optimizing MIMO signal processing for communication over in-home power lines requires accurately characterizing the physical properties of the propagation channel between the Tx modem and the Rx modem. For this purpose, a large set of experimental measurements needs to be recorded. From such a database, it is possible to scrutinize and statistically characterize all channel parameters that will play a role in the design of the transmission system [4]. For instance, the delay spread introduced by the channel affects the Inter Symbol Interference occurring in the system. More specifically for MIMO schemes, the correlation between different propagation paths directly impacts the expected throughput gain. Last but not least, the level and structure of the noise impairing the transmission is a key factor determining the performance of the communication system. Extensive channel and noise characterization for MIMO PLC systems based on field measurement has been conducted in Europe [5]–[7], and in the United States [8]–[10], providing detailed statistical characterization of the MIMO PLC channel.

Once transmission systems have been designed according to the channel main characteristics, it is necessary to assess their performance in practical scenarios. System engineers generally run digital simulations of the full system, which allow evaluating the behavior and efficiency of different signal processing algorithms. For this purpose, a realistic channel model becomes mandatory. An efficient model is thus expected to reproduce the main effects of the propagation channel, by generating a large number of random channel realizations, which are statistically representative of the experimental observations. This paper presents the concept of statistical MIMO PLC channel modeling by analysing a set of experimental field measurements taken in 6 European countries, as presented in [5]–[7]. Section II reviews existing broadband PLC channel models, with a focus on the most recent attempts to capture the channel behavior in the MIMO context. In Section III, the ETSI measurement campaign is described. The paper then focuses on the analysis of the path loss parameters (Section IV), of the channel wideband parameters (Section V), and of the MIMO channel correlation matrix (Section VI). Finally, the statistical model of the MIMO PLC channel is described step-by-step and evaluated in Section VII.

P. Pagani is with the Microwave Department, Telecom Bretagne, Lab-STICC UMR CNRS 6285, F-29200 Brest, France, e-mail: pascal.pagani@telecom-bretagne.eu.

A. Schwager is with Sony STC, D-70327 Stuttgart, Germany.

Manuscript received July 13th, 2015; revised November 25th, 2015, and February 1st, 2016.

II. REVIEW OF MIMO PLC CHANNEL MODELS

A. Channel Modeling Principles

The classical transmission of differential signal between the Line (L) and Neutral (N) wires involves a single Tx port and a single Rx port, and is referred to as Single-Input Single-Output (SISO) PLC. The topic of in-home SISO PLC channel modeling has been deeply investigated in the literature. One can distinguish between several channel modeling strategies. The first strategy, called statistical modeling, and also referred to as “top-down” approach, is an empirical method based on a large number of experimental measurements. The analysis of the collected data allows defining a model in the form of a mathematical expression, which allows generating different random realizations of the Channel Transfer Function (CTF), exhibiting similar statistics as the experimental data. References [11]–[13] are examples of such statistical channel models.

The second strategy for designing a channel model is called deterministic, or “bottom-up” modeling. This method accurately describes all physical phenomena involved in the signal propagation from Tx to Rx. It is generally based on an established electromagnetic transmission theory. The Multiconductor Transmission Line (MTL) theory is particularly well suited in the case of PLC propagation, since it allows describing the signal transmission along any arbitrary topology of interconnected wires and any set of connected loads. Details of the deterministic modeling of the SISO PLC channel can be found in [14] and [15].

Some proposals combine the benefits of both the statistical and deterministic techniques. In [16], [17], a so-called “bottom-up statistical” approach is presented, where the CTF is computed from the exact network topology using a deterministic algorithm. The statistical nature of the model arises from the random generation of realistic electrical network topologies, based on a number of rules derived from observed cabling practices.

B. Multiple-Input Multiple-Output Channel Models

For the more specific case of MIMO PLC channels, only a few proposals have been made so far for the definition of a generic channel model. The most straightforward way of modeling a channel composed of several conducting wires is to apply MTL theory. The MTL modeling approach has been used to take into account the existence of more than two wires in a powerline network in the work of Banwell and Galli for indoor electrical networks [18], [19], and by Anatory *et al.* for overhead Medium Voltage (MV) or High Voltage (HV) powerline networks. However, these early studies do not consider the use of three electrical wires for the purpose of MIMO communication. The first use of the MTL theory to explicitly model a MIMO PLC channel appears in [20], [21]. This work extends the SISO bottom-up channel model presented in [16] by recomputing the MTL equations in the case of three conductors. Using the stochastic topology generator defined in [16], it is possible to produce the CTF matrix for a large set of random electrical networks, and extract the corresponding channel statistics. Note that these

studies consider a simplified model with three conductors only, where the PE wire is assumed to be equivalent to the ground. At high frequencies this assumption is not valid, especially if the reception of CM signals is expected. In such cases, a more complete model involving four conductors is necessary to provide accurate results.

The top-down approach of channel modeling has also been applied by several research teams to devise models of the MIMO PLC channel. The first attempt is described in [22]. This study considers a 2×4 MIMO channel, where two differential input ports can be addressed simultaneously, and up to 4 Rx ports are considered, including the CM path. The model first considers a SISO PLC Channel Impulse Response (CIR) composed of 5 to 20 propagation paths according to the model defined within the European project OPERA [23]. It then builds the 2×4 MIMO channel matrix by producing 8 variants of this CIR. Each of variants has the same multipath structure, but the amplitude of some of the paths is weighted differently using a random phase. This additional phase is drawn uniformly in the range $[0, 2\pi[$. The more paths are modified using a random phase shift, the more uncorrelated the channels become. This model produces channel matrices that exhibit similar correlation values as observed in experimental measurements, as for instance in [3]. The proposed model has been used to compare the throughput of different Rx signal processing strategies.

The same modeling approach has been further developed in [24], where a 3×3 MIMO channel model has been designed in order to fit statistical observations from an experimental measurement campaign conducted in France. In total, 42 3×3 MIMO channels were measured in 5 different houses using a Vector Network Analyzer (VNA). The proposed MIMO channel model builds on the SISO channel model first defined by Zimmermann in [11], and later improved by Tonello by providing complementary channel statistics [25]. In the following, the notation adopted during the ICT OMEGA [26] project will be used, where the CTF $H(f)$ is given as a function of the frequency f by:

$$H(f) = A \sum_{p=1}^{N_p} g_p e^{-j \frac{2\pi d_p}{v} f} e^{-(a_0 + a_1 f^K) d_p}, \quad (1)$$

where v represents the speed of the electromagnetic wave in the copper wire, d_p and g_p respectively represent the length and gain of the propagation path, and N_p represents the number of propagation paths. The other parameters a_0 , a_1 , K and A are attenuation factors. This SISO channel model is extended to a 3×3 MIMO channel matrix by modifying each propagation path using a random phase shift in the range $[-\Delta\varphi/2, \Delta\varphi/2]$. For large values of the possible phase shift (up to $\Delta\varphi = 2\pi$), the generated MIMO channels are the most uncorrelated. As the range of possible phase shift $\Delta\varphi$ decreases, the correlation between channels increases. This model provides simulations of MIMO channels that closely resemble observed channel measurements, and faithfully reproduces experimental channel correlation statistics [24].

Note that a proposal to parameterize this channel model is presented in [27], where the parameter $\Delta\varphi$ is optimized so that

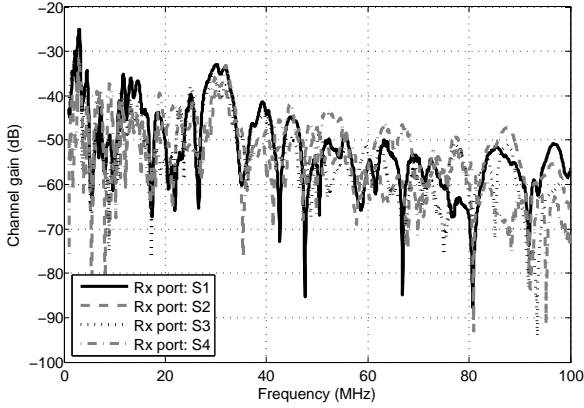


Fig. 1. MIMO CTF measured in a Spanish house during the ETSI STF 410 measurement campaign (Tx port: D1 only).

the obtained spatial correlation fits the statistical observations of the European MIMO PLC field measurements reported in [6]. Several sets of parameters are defined in order to match the occurrences of channel classes as observed in [12]. However, the optimization is performed on one parameter only, and a deeper investigation of the channel statistics is required to generate an accurate channel model.

As another attempt to model the MIMO PLC channel, in [10], the focus is made on the spatial correlation between the MIMO paths. This study characterized the MIMO channel covariance matrix C_h , by analyzing 96 MIMO channel measurements recorded in 5 houses in North America. The MIMO channel matrix $H(f)$ is then modeled for each frequency f as:

$$H(f) = K \cdot C_{rx}^{\frac{1}{2}} \cdot H'(f) \cdot \left(C_{tx}^{\frac{1}{2}}\right)^{\top}, \quad (2)$$

where \top represents the transpose operator, K is a normalizing constant, $H(f)$ is a channel matrix composed of independent and identically distributed complex Gaussian variables, and C_{tx} and C_{rx} respectively represent the Tx and Rx covariance matrices. Each channel covariance matrix is modeled by its decomposition in eigenvectors and eigenvalues. This model reproduces the observed correlation between the different paths of the MIMO channel.

In the remainder of this paper, a detailed channel model for in-home MIMO PLC will be presented. The principles of channel modeling combines several previous approaches, including the description of the CTF in terms of propagation paths (as in Eq. (1)), reproducing the channel frequency fading structure, and the modeling of spatial correlation in terms of Rx and Tx correlation matrices. In addition, the model is parameterized in order to reproduce the channel statistics observed in the European MIMO PLC field measurements collected by the ETSI Specialist Task Force (STF) 410 [5].

III. MEASUREMENT CAMPAIGN

The data set considered in this study has been collected during the ETSI STF 410 MIMO PLC characterization cam-

Input port	L-N D1	N-PE D2	PE-L D3		
$H(f) =$	$H_{S1,D1}(f)$	$H_{S1,D2}(f)$	$H_{S1,D3}(f)$	S1	L
	$H_{S2,D1}(f)$	$H_{S2,D2}(f)$	$H_{S2,D3}(f)$	S2	N
	$H_{S3,D1}(f)$	$H_{S3,D2}(f)$	$H_{S3,D3}(f)$	S3	PE
	$H_{S4,D1}(f)$	$H_{S4,D2}(f)$	$H_{S4,D3}(f)$	S4	CM
				Output port	

Fig. 2. Description of the measured and modeled channel matrix: input and output ports.

paign. Measurements have been taken in 35 buildings in 6 different countries: Belgium, France, Germany, Italy, Spain and UK. Our study exploits the CTF collected by measuring the scattering parameter S21 between 1 MHz and 100 MHz at 1601 regularly spaced frequencies using a VNA. An example of CTF measured in a Spanish house is given in Fig. 1. The couplers used for this measurement series used $N_{tx} = 3$ differential ports at the Tx (D1: Line-Neutral port, D2: Neutral-Protective Earth port, and D3: Protective Earth-Line port), and $N_{rx} = 4$ star-style ports at the Rx. In addition to the Line port (S1), Neutral port (S2), and Protective Earth port (S3), a fourth Rx port (S4) was available to receive CM signals flowing through the three wires. On Fig. 1, only the four channels using the Line-Neutral differential port (D1) at Tx are represented. A description of the different types of MIMO coupling can be found in [28]. The corresponding MIMO configuration is called 3×4 MIMO, and therefore, each measured CTF between any two outlets consists of a 4×3 matrix, as shown in Fig. 2. The overall measurement set comprises 351×3 CTF matrices. More details about this measurement campaign, the sounding method and the corresponding channel characterization analysis can be found in [29]–[31].

As explained in [30], no significant difference between the channels measured in different countries was observed. Highly attenuated channels as well as channels with better propagation conditions could be found in each country. Therefore, the following model will capture the global measurement statistics independently from the country where the measurement was taken. The output will be representative of the PLC channel transmissions conditions in Europe.

IV. ANALYSIS OF THE PATH LOSS PARAMETERS

A study of the path loss parameters of the ETSI STF 410 channel measurements was proposed for the first time in [31]. The main results are reported in the following paragraphs for the sake of completeness. These results will serve as a basis for the channel model proposed in Section VII.

A. Median Channel Gain

The overall signal attenuation to be expected by a transmission system is well captured by the median channel attenuation. We define the median gain of the channel transfer

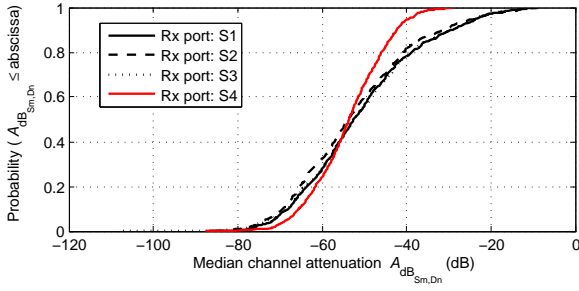


Fig. 3. CDF of the median gain of the MIMO sub-channels $A_{\text{dB } S_m, D_n}$ for different Rx ports S_m .

function as a matrix A providing the median value across frequency for each element of the channel matrix $H(f)$:

$$A = \begin{bmatrix} A_{S1,D1} & A_{S1,D2} & A_{S1,D3} \\ A_{S2,D1} & A_{S2,D2} & A_{S2,D3} \\ A_{S3,D1} & A_{S3,D2} & A_{S3,D3} \\ A_{S4,D1} & A_{S4,D2} & A_{S4,D3} \end{bmatrix} = \text{med}(|H(f)|), \quad (3)$$

where $\text{med}(\cdot)$ represents the element-wise median operator. Complementarily, the representation of the median channel gain in dB will be denoted A_{dB} :

$$A_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(A) = \text{med}(10 \cdot \log_{10}(|H(f)|^2)). \quad (4)$$

The Cumulative Distribution Function (CDF) of the median gain of the MIMO sub-channels is illustrated in Fig. 3 for different Rx ports S_m . In general, one observes that this median gain varies between -80 dB for the most attenuated channels to -10 dB for weakly attenuated channels. In [31], it was shown that the statistical distribution of $A_{\text{dB } S1,D1}$ can be fitted to a Gaussian distribution, with mean $\mu_A = -50.1$ dB and standard deviation $\sigma_A = 15.6$ dB. The Probability Density Function (PDF) of the normal distribution $\mathcal{N}(\mu, \sigma)$ is given by:

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (5)$$

In order to characterize the other elements in matrix A_{dB} , *i.e.* the median gain of the other links in the MIMO channel matrix, it is necessary to analyze how they are related to parameter $A_{\text{dB } S1,D1}$. As one would expect, for a given MIMO channel, the median attenuation of the different Dn - Sm links are strongly correlated with the median attenuation of the $D1$ - $S1$ link. Therefore it was proposed in [31] to model parameters $A_{\text{dB } Sm,Dn}$ for $m \in [1, 2, 3]$ and $n \in [1, 2, 3]$ as:

$$A_{\text{dB } Sm,Dn} = A_{\text{dB } S1,D1} + \mathcal{N}(0, \sigma_{Sm,Dn}), \quad (6)$$

where the deviation between parameter $A_{\text{dB } S1,D1}$ and parameter $A_{\text{dB } Sm,Dn}$ is modeled as a Gaussian distribution with mean 0 and standard deviation $\sigma_{Sm,Dn}$. This last parameter can be derived from experimental measurements by computing the standard deviation of the difference between $A_{\text{dB } Sm,Dn}$ and $A_{\text{dB } S1,D1}$.

Finally, a specific relation was observed between parameter $A_{\text{dB } S1,D1}$ and parameter $A_{\text{dB } S4,Dn}$ when the output port $S4$ is involved, *i.e.* using CM reception. This can be illustrated by

observing Fig. 3, showing that for highly attenuated channels (bottom left corner of the graph), reception using the CM tends to generate a lower attenuation, while for low attenuated channels (top right corner of the graph), the attenuation is stronger when receiving using the CM ($S4$ port). This particularity was already observed when statistically analyzing the experimental measurements (see [6], [30]). Hence, the model of Eq. (6) was refined when considering MIMO links involving CM reception on port $S4$, as follows ($n \in [1, 2, 3]$):

$$A_{\text{dB } S4,Dn} = 0.5 \times A_{\text{dB } S1,D1} - 30 + \mathcal{N}(0, \sigma_{S4,Dn}), \quad (7)$$

where the values 0.5 and -30 were obtained by linear fit on a scatter plot representing $A_{\text{dB } S4,Dn}$ versus $A_{\text{dB } S1,D1}$.

All values in dB of the standard deviations $\sigma_{Sm,Dn}$ as derived from the experimental data are grouped in a single matrix as follows:

$$[\sigma_{Sm,Dn}] = \begin{bmatrix} 0 & 5.1 & 3.8 \\ 2.9 & 5.7 & 5.2 \\ 6.6 & 7.8 & 6.9 \\ 4.6 & 5.9 & 5.1 \end{bmatrix} \text{ in dB}. \quad (8)$$

B. Frequency Domain Path Loss Modeling

In this study, the frequency domain path loss builds on the widely accepted SISO PLC channel model described in Eq. (1), first developed by Zimmerman in [11]. By assuming that the multiple paths are generated by a Poisson arrival process with intensity Λ , and that the gains g_p of the propagation paths are uniformly distributed in the range $[-1, 1]$, an extension of this model was proposed by Tonello in [26] (and further developed in [32]), where the statistical expectation of the frequency domain path loss is given as:

$$PL(f) = A^2 \frac{\Lambda}{3} \frac{1 - e^{-2L_{max}(a_0 + a_1 f^K)}}{(2a_0 + 2a_1 f^K)(1 - e^{-\Lambda L_{max}})}, \quad (9)$$

where L_{max} denotes the maximum length of the signal paths, and parameter A is fixed in our study as the experimental median gain of the measured channels as described in Section IV-A.

Based on this model, parameters a_0 , a_1 and K were derived for each of our experimental measurements using a simulated annealing procedure. The initial parameters were set to $a_{0,\text{init}} = 3 \times 10^{-3}$, $a_{1,\text{init}} = 4 \times 10^{-10}$ and $K_{\text{init}} = 1$, and parameters L_{max} and Λ were arbitrarily fixed to 800 m and 0.2 m^{-1} , as defined in the OMEGA Project [26]. Fig. 4 presents an example of such a fitting, performed on an experimental CTF measured for the $D1$ - $S1$ link in a German house. For this particular example, the simulated annealing fitting procedure resulted in the following path loss parameters: $a_0 = 3.6 \times 10^{-4}$, $a_1 = 4 \times 10^{-10}$ and $K = 1.04$.

The sets of experimental parameters a_0 , a_1 and K obtained for the 12 possible links for each of the 351 measured MIMO channel matrices were fitted to the appropriate statistical distributions. Parameter a_0 is well modeled by a shifted exponential distribution $\mathcal{E}_{\text{shift}}(\mu_{a_0}, \delta_{a_0})$, with the fitting parameters $\mu_{a_0} = 1.04 \times 10^{-2}$ and $\delta_{a_0} = -6.7 \times 10^{-3}$. This distribution was already observed in [24] from a different measurement

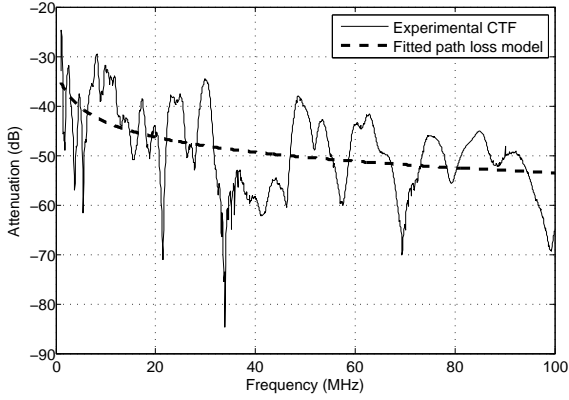


Fig. 4. PLC CTF measured in a German house, and fitted path loss model.

database. The PDF of the shifted exponential distribution $\mathcal{E}_{\text{shift}}(\mu, \delta)$ is defined for $x > \delta$ as:

$$p_X(x) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{x - \delta}{\gamma}\right). \quad (10)$$

Parameter K is best fitted to the Weibull distribution $\mathcal{W}(\alpha, \beta)$ with parameters $\alpha_K = 5.7 \times 10^{-2}$ and $\beta_K = 57.7$. In a previous work based on a different data set [24], a normal distribution was found, with a similar mean value. The Weibull distribution PDF is given by:

$$p_X(x) = \alpha\beta \cdot x^{\beta-1} \exp(-\alpha \cdot x^\beta). \quad (11)$$

Finally, parameter a_1 is set to a constant, $a_{1,\text{init}} = 4 \times 10^{-10}$, since this value was found for 97% of the measured channels. Table I provides a summary of the statistical models used to accurately model the path loss parameters as observed in our measurement database. More details on the fitting procedure can be found in [31].

V. ANALYSIS OF THE CHANNEL WIDEBAND PARAMETERS

A. RMS Delay Spread

The frequency selectivity of the PLC channel can be observed in the experimental CTF, where the strong frequency fading is due to the presence of multiple propagation paths through the electrical network. In the delay domain, this selectivity is characterized by the dispersion of the Power Delay Profile (PDP):

$$P(\tau) = |h(\tau)|^2, \quad (12)$$

where $h(\tau)$ is the CIR computed from the CTF $H(f)$ using a Fourier Transform. In our analysis, the CTF was filtered using a Hamming window in order to reduce the sidelobes of the CIR. We also used a threshold of -35 dB below the peak value of the PDP to separate the significant propagation paths from the residual noise level.

The Root Mean Squared (RMS) delay spread represents the standard deviation of the PDP. This channel parameter is particularly important in the design of a communication system since the knowledge of the channel dispersion is required to

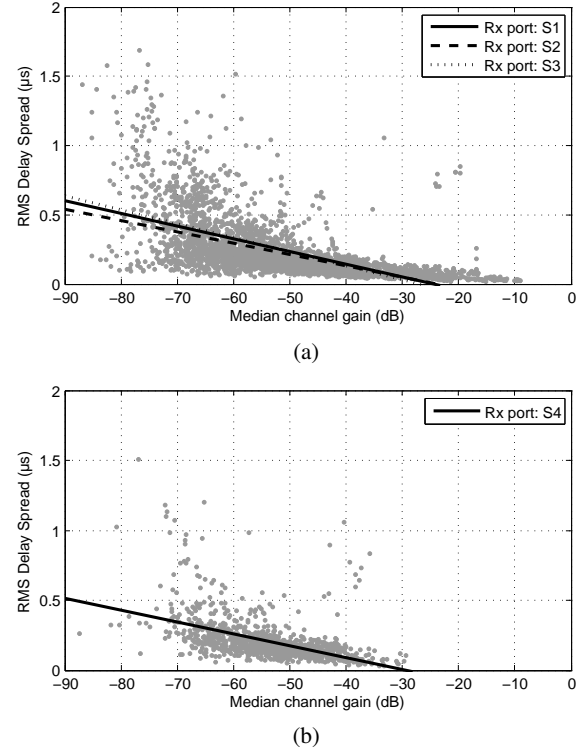


Fig. 5. Scatter plots of the RMS delay spread v.s. median channel attenuation (a) Rx ports: S1, S2 and S3, (b) Rx port: S4.

efficiently mitigate possible Inter Symbol Interference. The RMS delay spread is calculated as follows:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau}}, \quad (13)$$

where τ_m is the mean delay given by:

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau}. \quad (14)$$

Over all recorded MIMO channels, independently from the Tx port and Rx port configuration, the average of the RMS delay spread is $\mu_{\tau_{RMS}} = 0.23 \mu\text{s}$ with a standard deviation $\sigma_{\tau_{RMS}} = 0.21 \mu\text{s}$. The large value of the standard deviation $\sigma_{\tau_{RMS}}$ with respect to the average $\mu_{\tau_{RMS}}$ is due to the asymmetric distribution of the computed values, where a few channels exhibit very large RMS delay spreads. Fig. 5 (a) presents a scatter plot of the RMS delay spread versus the median channel attenuation for the Rx ports S1, S2 and S3. As a general trend, one can observe that the RMS delay spread is larger for highly attenuated channels. This corresponds to a transmission scenario where the Tx-Rx distance is large, leading to a strong attenuation. In this case, the signal can propagate via multiple paths of similar attenuation, which increases the channel dispersion. A similar observation was made for the SISO channel in [33]. The different lines on Fig. 5 (a) represent the linear regression applied separately to data measured on the S1, S2 and S3 Rx ports respectively.

Path loss parameter	Model	Parameters
$A_{dB\ S1,D1}$	$\mathcal{N}(\mu_A, \sigma_A)$	$\mu_A = -50.1$ dB $\sigma_A = 15.6$ dB
$A_{dB\ S_m,D_n}$ $m \in [1, 2, 3]$	$A_{dB\ S_m,D_n} = A_{dB\ S1,D1} + \mathcal{N}(0, \sigma_{S_m,D_n})$	$[\sigma_{S_m,D_n}] = \begin{bmatrix} 0 & 5.1 & 3.8 \\ 2.9 & 5.7 & 5.2 \\ 6.6 & 7.8 & 6.9 \\ 4.6 & 5.9 & 5.1 \end{bmatrix}$ dB
$A_{dB\ S4,D_n}$	$A_{dB\ S4,D_n} = 0.5 \times A_{dB\ S1,D1} - 30 + \mathcal{N}(0, \sigma_{S4,D_n})$	
a_0	$\mathcal{E}_{\text{shift}}(\mu_{a_0}, \delta_{a_0})$	$\mu_{a_0} = 1.04 \times 10^{-2}$ $\delta_{a_0} = -6.7 \times 10^{-3}$
a_1	Constant	$a_1 = 4 \times 10^{-10}$
K	$\mathcal{W}(\alpha_K, \beta_K)$	$\alpha_K = 5.7 \times 10^{-2}$ $\beta_K = 57.7$
L_{max}	Constant	$L_{max} = 800$ m
Λ	Constant	$\Lambda = 0.2$ m ⁻¹

Note: parameters a_0 , a_1 , and K are dimensionless.

TABLE I
STATISTICAL MODELS OF THE PATH LOSS PARAMETERS

The observed trend is clearly independent of the considered Rx port, and the same observation holds for different Tx ports.

Fig. 5 (b) reports the same scatter plot when considering the Rx ports $S4$ only. At first sight, the linear trend between the RMS delay spread and the median channel attenuation is the same as for the $S1$, $S2$ and $S3$ Rx ports. The main difference lies in the extent of the values taken by the median channel attenuation. While the median channel attenuation of channels using the $S1$, $S2$ and $S3$ ports mainly range between -80 dB and -10 dB, the use of the $S4$ Rx port reduces this interval to -70 dB to -30 dB. This shows that for highly attenuated channels, using CM reception ($S4$ port) tends to reduce the observed attenuation, while for low attenuated channels, the attenuation is stronger when using the CM. This is a particularity of CM reception that could be used to enhance the signal-to-noise ratio for distant links.

Consequently, the maximum values taken by the RMS delay spread are reduced when considering the $S4$ port. As a result, the average RMS delay spread is slightly reduced for the $S4$ port when compared to the other Rx ports. The average values of RMS delay spread obtained for each configuration of Tx port Dn and Rx port Sm are reported in matrix form below:

$$[\mu_{\tau_{RMS\ S_m,D_n}}] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.23 & 0.25 \\ 0.24 & 0.23 & 0.23 \\ 0.25 & 0.25 & 0.23 \\ 0.21 & 0.21 & 0.21 \end{bmatrix} \text{ in } \mu\text{s}. \quad (15)$$

B. Coherence Bandwidth

The coherence bandwidth quantifies the correlation between different frequencies in the CTF and is closely related to the channel dispersion. The 90% coherence bandwidth $B_{c,90\%}$ is computed as:

$$B_{c,90\%} = \min \left\{ \Delta f : \left| \frac{R_f(\Delta f)}{R_f(0)} \right| = 0.9 \right\}, \quad (16)$$

where $R_f(\Delta f)$ is the autocorrelation of the CTF, obtained from the PDP by Fourier transform using the Wiener-Khinchin theorem.

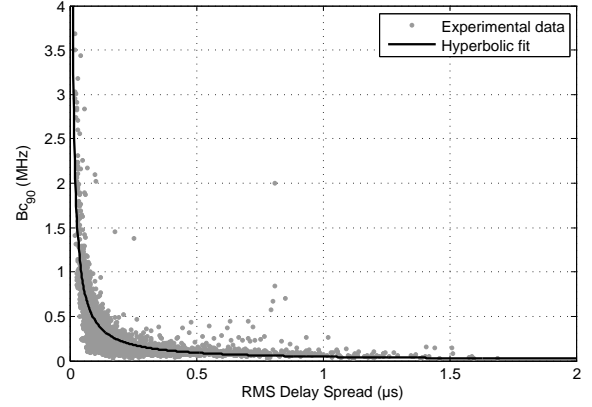


Fig. 6. Scatter plot of the 90% coherence bandwidth v.s. the RMS delay spread.

Over the 351×12 measured PLC channels, we computed an average coherence bandwidth $\mu_{B_{c,90\%}} = 295$ kHz, with a standard deviation $\sigma_{B_{c,90\%}} = 413$ kHz. Again, a limited number of channels exhibit a large coherence bandwidth above 1 MHz, which leads to a large standard deviation $\sigma_{B_{c,90\%}}$ when compared to the average $\mu_{B_{c,90\%}}$. When considered over a given couple of Tx port Dn and Rx port Sm , the average coherence bandwidth is given in matrix form as follows:

$$[\mu_{B_{c,90\%}\ S_m,D_n}] = \begin{bmatrix} 361 & 352 & 269 \\ 284 & 292 & 311 \\ 351 & 258 & 340 \\ 262 & 228 & 236 \end{bmatrix} \text{ in kHz}. \quad (17)$$

We observe that the channels using CM reception (i.e. involving the Rx port $S4$) present a slightly lower average coherence bandwidth. Again, this is due to the fact that CM channels present a moderate attenuation, and hence miss the extreme cases of low attenuation, where the coherence bandwidth becomes large.

The RMS delay spread and the coherence bandwidth are

generally inversely related: a large dispersion in the delay domain implies a low coherence in the frequency domain. This trend is observed on Fig. 6 representing a scatter plot of the 90% coherence bandwidth versus the RMS delay spread for all channel measurements, independently from the Tx and Rx ports. The inversely proportional trend can be written:

$$B_{c,90\%} = \frac{1}{k \cdot \tau_{RMS}}, \quad (18)$$

where the best fit with the experimental data was obtained with $k = 15.5$. This value is in line with the results obtained in earlier SISO measurement campaigns, such as $k = 18.2$ in [13] and $k = 14.9$ in [32]. The variation of this parameter when considering a given Tx port Dn and a given Rx port Sm is given in matrix form below:

$$[k_{Sm,Dn}] = \begin{bmatrix} 13.6 & 8.6 & 21.9 \\ 18.9 & 16.9 & 16.9 \\ 17.3 & 23.8 & 16.2 \\ 20.8 & 24.5 & 24.0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

C. Small-scale Amplitude Statistics

For each of the measured channels, it is possible to assess the distribution of the channel amplitude, which correspond to the channel fast fading statistics. As we are interested only in the fast fading behavior of the CTF, these statistics were computed on a normalized CTF matrix \tilde{H} where the elements $\tilde{H}_{Sm,Dn}$ are defined as follows:

$$\tilde{H}_{Sm,Dn}(f) = \frac{H_{Sm,Dn}(f)}{\sqrt{PL_{Sm,Dn}(f)}}, \quad (20)$$

where $H_{Sm,Dn}(f)$ represents the CTF between input port Dn and output port Sm , and $PL_{Sm,Dn}(f)$ represents its expected path loss computed using Eq. (9). The experimental distribution of $|\tilde{H}_{Sm,Dn}(f)|$ is then fitted to three candidate theoretical distributions: the normal distribution, the log-normal distribution, and the Rayleigh distribution. The PDF of the first two distributions are given in Eq. (5), where the amplitude is respectively expressed in linear and logarithmic scales. The Rayleigh distribution is often encountered in the small scale statistics of radio channels and its PDF $\mathcal{R}(\sigma)$ is given for $x \geq 0$ by:

$$p_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \quad (21)$$

Fig. 7 illustrates this fitting procedure for an example measurement corresponding to the $D1-S1$ link of the MIMO channel already presented in Fig. 1. In this representative example, one observes that the experimental distribution of the channel amplitude accurately fits the log-normal distribution, while the fitted Rayleigh and normal distributions are not adequate.

We evaluated the most appropriate amplitude distribution for all measured channels using a Kolmogorov-Smirnov testing procedure. In most of the cases, the log-normal distribution provided the best fit to the experimental amplitude distribution. Due to the channel normalization procedure described above, the mean of the log-normal distribution is 0 dB. The

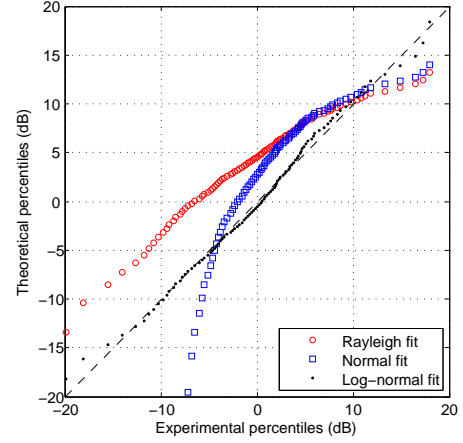


Fig. 7. Quantile-quantile plot of the experimental amplitude distribution v.s. fitted theoretical distributions, for the $D1-S1$ channel in a Spanish house.

average of its standard deviation over all channel realizations, independently from the used Tx and Rx ports, was computed as $\sigma_{|H|} = 7.5$ dB. When computed for a given configuration of a Tx port Dn and a Rx port Sm , this parameter is given in matrix form as:

$$[\sigma_{|H|Sm,Dn}] = \begin{bmatrix} 7.9 & 7.5 & 7.6 \\ 7.6 & 7.4 & 7.4 \\ 7.8 & 7.4 & 7.4 \\ 7.5 & 7.3 & 7.2 \end{bmatrix} \text{ in dB}. \quad (22)$$

One observes that the log-normal behavior of the amplitude of the CTF is similar for all sub-channels of the MIMO matrix.

VI. ANALYSIS OF THE MIMO CHANNEL CORRELATION MATRIX

In order to extend the SISO channel model to the full MIMO matrix, it is first necessary to investigate the characteristics of the last feature that the model intends to capture, namely the correlation between different MIMO links. The degree of correlation within the MIMO channel matrix has an impact on the channel capacity and on the performance of MIMO signal processing techniques (see [31]). In order to capture the frequency fading correlation between individual channels in the MIMO matrix, several mathematical operators can be used. The previous study [24] used the Pearson correlation coefficient ρ , that provides a correlation coefficient ranging between 0 (for uncorrelated channels) and 1 (for highly correlated channels). In [10], the authors use the channel covariance matrix C_h defined as:

$$C_h = E[\text{vect}(H)\text{vect}(H)^\dagger], \quad (23)$$

where $E[\cdot]$ represents the statistical expectation, \dagger is the conjugate transpose operator, and the $\text{vect}(\cdot)$ operator aligns the columns of a matrix of size $N_{rx} \times N_{tx}$ to form a column vector of length $N_{rx}N_{tx}$. The issue with this parameter is that it captures not only the correlation between channels, but also their relative power, which does not provide an objective characterization of the MIMO channel correlation factors. Therefore, the present study concentrates on the correlation

matrix R_h , which can be obtained by normalizing the covariance matrix as follows for any matrix indices i and j :

$$R_h(i, j) = \frac{C_h(i, j)}{\sqrt{C_h(i, i)C_h(j, j)}}. \quad (24)$$

Note that, by definition, the correlation matrix R_h , computed as in Eq. (24) is equivalent to the Pearson correlation coefficient used in [24]. In the field of wireless communication, it is often assumed that the channel correlation can be separated into phenomena occurring at the Tx and Rx, leading to a representation of the MIMO channel as given in Eq. (2) [10], [34]. We recall that in this expression, C_{tx} and C_{rx} respectively represent the Tx and Rx covariance matrices. Equations (23) and (2) imply that the channel covariance matrix can be written as:

$$C_h = K^2 \cdot C_{tx} \otimes C_{rx}, \quad (25)$$

where \otimes represents the Kronecker product. Similarly, the correlation matrix R_h can be decomposed as:

$$R_h = R_{tx} \otimes R_{rx}, \quad (26)$$

where R_{tx} and R_{rx} respectively represent the Tx and Rx correlation matrices.

The computation of the channel correlation matrices requires evaluating the statistical expectation of the channel gain (for instance, in Eq. (23)). As we are interested only in the correlation of the fast fading behavior of the CTF, the channel covariance and correlation matrices were computed on a normalized CTF matrix \tilde{H} , where the effect of the frequency domain path loss is removed, as defined in Eq. (20). This normalized CTF presents a stationarity of order 2 in the frequency domain (a channel condition also known as the uncorrelated scattering assumption), and thus the statistical expectations used in the computation of the correlation coefficient can be replaced by the frequency domain average. Building on Eq. (2), the Tx and Rx covariance matrices are hence estimated from the measured channels as:

$$\hat{C}_{tx} = \frac{1}{N_f} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} \tilde{H}(f)^\top \tilde{H}(f)^*, \quad (27)$$

$$\hat{C}_{rx} = \frac{1}{N_f} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} \tilde{H}(f) \tilde{H}(f)^\dagger, \quad (28)$$

where N_f represents the number of frequency samples and $*$ is the complex conjugate operator. Note that Eq. (27) and (28) provide covariance matrices that are independent of frequency, as was already done in previous studies [10]. Finally, the Tx and Rx channel correlation matrices \hat{R}_{tx} and \hat{R}_{rx} are derived from the Tx and Rx covariance matrices \hat{C}_{tx} and \hat{C}_{rx} using the normalization presented in Eq. (24).

The Tx and Rx correlation matrices were computed for each of the 351 measured channels. As the measurements were performed using 3 possible Tx ports ($D1$ to $D3$) and 4 possible Rx ports ($S1$ to $S4$), the Tx correlation matrix contains 3 pairs of distinct Tx ports, and the Rx correlation matrix contains 6 pairs of distinct Rx ports. Fig. 8 provides the statistical CDF of the elements of the correlation matrices R_{tx} and R_{rx} . As a first

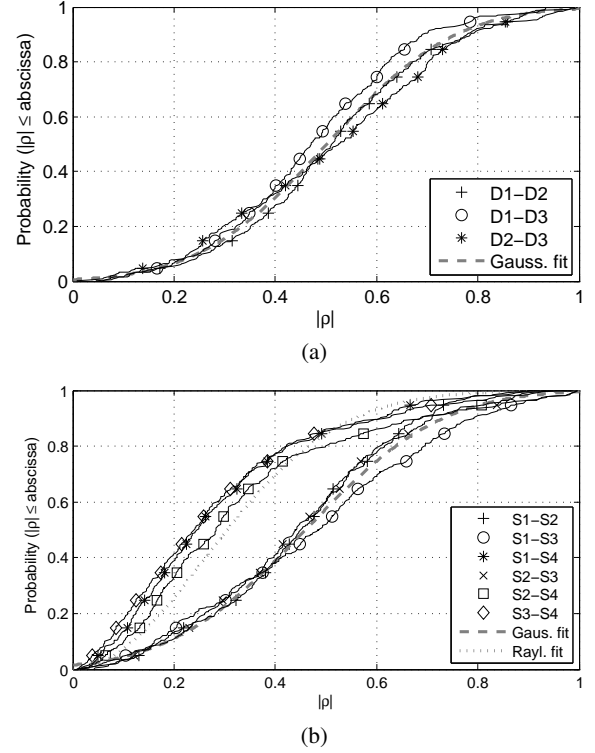


Fig. 8. Statistical CDF of the correlation matrices elements obtained from experimental measurements: (a) R_{tx} , (b) R_{rx} .

observation, the correlation coefficient ρ is ranging all values between 0 and 1. Hence, both correlated channels ($|\rho| > 0.8$) and uncorrelated channels ($|\rho| < 0.2$) could be measured. For the Tx correlation coefficient, all Tx ports pairs present a CDF following a Gaussian shape. It is thus proposed to model the magnitude of the Tx correlation coefficients $\rho_{Dn,Dj}$ using a normal distribution $\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Dn,Dj}}, \sigma_{\rho_{Dn,Dj}})$. Fig. 8 (a) also represents the Gaussian distribution best fitting the experimental observations, with parameters $\mu_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.50$ and $\sigma_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.20$. The correlation statistics of the Tx ports pairs $D1-D3$ and $D2-D3$ slightly depart from the proposed model, but as a first approximation this model will be used for the sake of simplicity.

Regarding the Rx correlation matrix, two different observations can be made depending on the Rx ports involved. On the one hand, when the CM mode ($S4$ port) is not involved, the magnitude of Rx correlation coefficients $\rho_{Sm,Si}$ closely follows a Gaussian CDF. For $m \in [1 \dots 3]$ and $j \in [1 \dots 3]$, we will hence model the amplitude of the correlation coefficient $\rho_{Sm,Si}$ using the Gaussian distribution $\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Sm,Si}}, \sigma_{\rho_{Sm,Si}})$. A fitting procedure allowed us to find the optimal parameters $\mu_{\rho_{Sm,Si}} = 0.46$ and $\sigma_{\rho_{Sm,Si}} = 0.21$, and the corresponding distribution is represented on Fig. 8 (b). On the other hand, when reception of the CM is considered, the correlation coefficients $\rho_{Sm,S4}$ are statistically much lower. This could be expected from physical considerations, as CM reception involves unique transmission mechanisms that can differ from classical wire reception. Fig. 8 (b) shows that

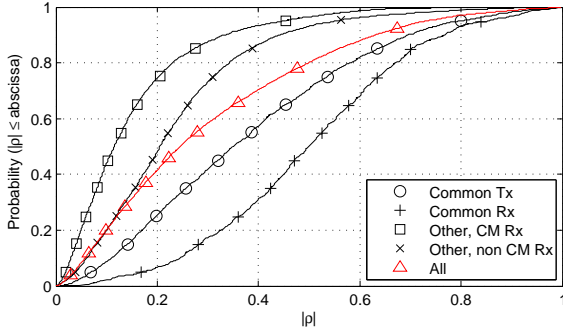


Fig. 9. Statistical CDF of the correlation coefficient ρ obtained from experimental measurements.

the Rx correlation coefficient involving the CM could be approximated using a Rayleigh distribution $\mathcal{R}(\sigma_{\rho_{S_m, S_4}})$, with the best-fit parameter $\sigma_{\rho_{S_m, S_4}} = 0.26$.

Finally, it is worth looking at the channel correlation matrix R_h , that can be obtained from the channel measurements using Eq. (26). Among the 66 pairs of distinct channels, Fig. 9 provides the statistical CDF of coefficient ρ for a number of specific cases. As a first observation, the statistical distribution of coefficient ρ can be analyzed over the whole set of channel pairs (\triangle marker). Again, the correlation coefficient ρ spans the whole range between 0 and 1, showing a wide variety in the MIMO channel correlation. In order to get more insights in the nature of the correlation between MIMO links, Fig. 9 also represents the correlation coefficient CDF for subsets of the measurement ensemble, namely:

- all channel pairs using the same Tx port (\circ marker);
- all channel pairs using the same Rx port ($+$ marker);
- all channel pairs with different Tx and Rx port, where the CM (S_4) Rx port is not used (\times marker).
- and all channel pairs with different Tx and Rx port, where one channel uses the CM (S_4) Rx port (\square marker);

Observations of the resulting CDF reveal that using the same Tx port does not increase the correlation between channels significantly. However, two channels using the same Rx port are more correlated than average, as the corresponding CDF curve moves towards the right hand side of the figure. When considering channel pairs that do not share the same Tx port nor the same Rx port, it appears that the correlation coefficient decreases. In particular, employing the CM Rx port provides a channel with the highest degree of decorrelation. As a result, the usage of CM is expected to provide the largest increase in data rates when applying MIMO transmission techniques.

VII. MIMO PLC CHANNEL MODEL

In this Section, a step-by-step description is given for the statistical modeling of the MIMO PLC CTF based on the European field measurements obtained in the ETSI STF 410 campaign. We first describe the model used for a SISO sub-channel, and then detail its extension to the full MIMO matrix.

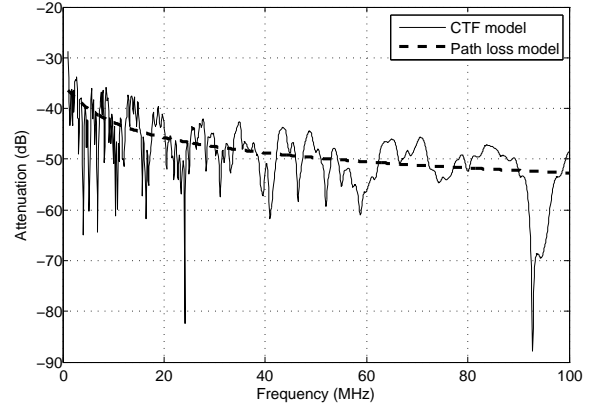


Fig. 10. PLC CTF generated using the SISO model, and corresponding path loss model.

A. Multi-path Model for a SISO Sub-channel

The first step in the MIMO channel model consists in emulating independant SISO sub-channels. For this purpose, the proposed MIMO channel model builds on the SISO channel framework developed by Zimmermann and Tonello in [11] and [25]. For instance, the Line-Neutral to Line path ($D1-S1$ link) is generated using Eq. (1), where the generic parameter A is replaced with $A_{S1, D1}$, and the path loss parameters $A_{S1, D1}$, a_0 , a_1 and K , are selected according to the statistical distributions specified in Table I. Following [26], the path lengths d_p are randomly generated as events of a Poisson arrival process $\mathcal{P}(\Lambda)$ characterized by its intensity Λ . Using a maximum path length L_{max} , the Poisson process also leads to a finite number of paths N_p . Note that the values of Λ and L_{max} are fixed and provided in Table I. Finally, the gains g_p of the propagation paths are generated using a uniform statistical distribution $\mathcal{U}(g_{min}, g_{max})$ within the range $[-1, 1]$.

Fig. 10 presents a CTF of a $D1-S1$ link generated using the proposed channel model. The corresponding path loss model is also represented. One can notice its similarity with measured CTF such as the one presented in Fig. 4.

B. Extension of the Multi-path Model to the MIMO Channel Matrix

From the evaluation of the correlation characteristics of the MIMO channel matrix, a full MIMO PLC channel model can be developed. The different steps are the following:

1) *Generation of independant SISO channels*: The first step of the MIMO channel model is to generate a 4×3 matrix of independant SISO channels $H_{S_m, D_n}(f)$, as described in Section VII-A. The parameters a_0 , a_1 , K , L_{max} and Λ are selected according to the proposed statistical distributions and are kept constant for the 12 SISO channels, which ensures a unique average path loss. The paths lengths $\{d_p, p = 1 \dots N_p\}$ and path gains $\{g_p, p = 1 \dots N_p\}$ are drawn randomly for each sub-channel, providing 12 independant SISO channels with a negligible correlation. At this stage, the median channel gain A of Eq. (1) is set equal to 1, for a proper application of the

MIMO multi-path parameter	Model	Parameters
$\{d_p, p = 1 \dots N_p\}$	$\mathcal{P}(\Lambda)$	$\Lambda = 0.2 \text{ m}^{-1}$ $L_{max} = 800 \text{ m}$
$\{g_p, p = 1 \dots N_p\}$	$\mathcal{U}(g_{min}, g_{max})$	$g_{min} = -1 \text{ V}$ $g_{max} = -1 \text{ V}$
$ \rho_{Dn,Dj} $	$\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Dn,Dj}}, \sigma_{\rho_{Dn,Dj}})$	$\mu_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.50$ $\sigma_{\rho_{Dn,Dj}} = 0.20$
$ \rho_{Sm,Si} $, $m, i \in [1 \dots 3]$	$\mathcal{N}(\mu_{\rho_{Sm,Si}}, \sigma_{\rho_{Sm,Si}})$	$\mu_{\rho_{Sm,Si}} = 0.46$ $\sigma_{\rho_{Sm,Si}} = 0.21$
$ \rho_{Sm,S4} $	$\mathcal{R}(\sigma_{\rho_{Sm,S4}})$	$\sigma_{\rho_{Sm,S4}} = 0.26$
$\arg(\rho_{Dn,Dj})$ $\arg(\rho_{Sm,Si})$	$\mathcal{U}(0, 2\pi)$	
v	Constant	$v = 2 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$

Note: parameters g_{min} and g_{max} are normalized voltages.

TABLE II
STATISTICAL MODELS OF THE MIMO MULTI-PATH PARAMETERS

correlation matrices in the following stage. The corresponding normalized matrix of independant SISO channels will be denoted $H'_{norm}(f)$.

2) *Generation of Tx and Rx correlation matrices:* The next step is to generate the Tx and Rx correlation matrices R_{tx} and R_{rx} defined as:

$$R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{D1,D2} & \rho_{D1,D3} \\ \rho_{D1,D2}^* & 1 & \rho_{D2,D3} \\ \rho_{D1,D3}^* & \rho_{D2,D3}^* & 1 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

$$R_{rx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{S1,S2} & \rho_{S1,S3} & \rho_{S1,S4} \\ \rho_{S1,S2}^* & 1 & \rho_{S2,S3} & \rho_{S2,S4} \\ \rho_{S1,S3}^* & \rho_{S2,S3}^* & 1 & \rho_{S3,S4} \\ \rho_{S1,S4}^* & \rho_{S2,S4}^* & \rho_{S3,S4}^* & 1 \end{bmatrix}. \quad (30)$$

The magnitudes of the correlation coefficients are drawn randomly from Gaussian or Rayleigh distributions as defined in Section VI. The phases of the correlation coefficients are drawn from a uniform distribution in the range $[0, 2\pi]$.

3) *Generation of the correlated channel matrix:* The normalized version of the correlated channel matrix H_{norm} is then obtained by applying the Tx and Rx correlation matrices as follows:

$$H_{norm}(f) = R_{rx}^{\frac{1}{2}} \cdot H'_{norm}(f) \cdot \left(R_{tx}^{\frac{1}{2}}\right)^T. \quad (31)$$

Finally, the median path loss is applied to the channel matrix. For this purpose, a matrix A as defined in Eq. (3) is generated, where the median sub-channel gains $A_{Sm,Dn}$ are following the statistical distributions proposed in Section IV-A and recalled in Table I. The final channel matrix $H(f)$ is obtained as follows:

$$H(f) = A \circ H_{norm}(f), \quad (32)$$

where \circ denotes the Hadamard product.

Table II summarizes all necessary parameters for the simulation of random 3×4 MIMO channel matrices.

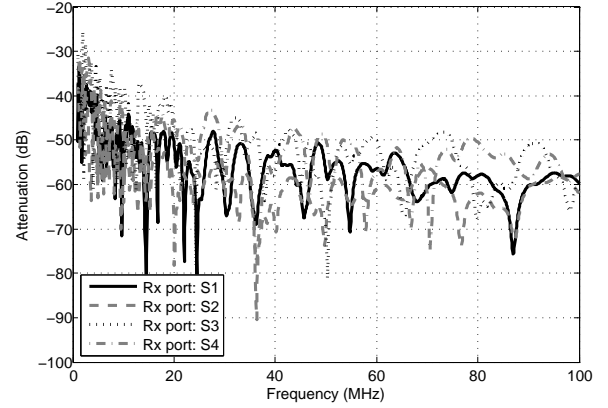


Fig. 11. Example of PLC CTF generated using the proposed MIMO model (Tx port: D1 only).

Parameters	Experimental channels		Simulated channels	
	Average	Standard deviation	Average	Standard deviation
Median channel gain A_{dB} (dB)	-52.3	15.9	-51.8	13.5
RMS delay spread τ_{RMS} (μ s)	0.23	0.21	0.57	0.63
Coherence bandwidth $B_{c,90\%}$ (kHz)	295	412	385	534

TABLE III
COMPARISON OF THE STATISTICAL PARAMETERS COMPUTED FROM EXPERIMENTAL AND SIMULATED CHANNELS

C. Evaluation of the channel model

Fig. 11 provides an example of generated CTF using the proposed statistical MIMO PLC channel model. The channel model generally produces 3×4 channel matrices, but for the sake of legibility, only the four channels using the Line-Neutral differential port (D1) at Tx are represented. One can note that the model produces random MIMO CTFs that faithfully replicates the multi-path structure observed for experimental measurements, as represented, for instance, in Fig. 1. By construction, the channel model also reproduces the statistics observed for the main path loss parameters, namely the median channel gain A and the frequency domain power decay parameters a_0 , a_1 and K .

Table III compares different statistical parameters computed from experimental and simulated channels. For this purpose, a random draw of 351 3×4 MIMO channel matrices was generated using the proposed model. For each of the experimental and simulated channel, we extracted the median channel gain A_{dB} , the RMS delay spread τ_{RMS} and the coherence bandwidth $B_{c,90\%}$ as described in Sections IV-A, V-A and V-B respectively. One can observe that the proposed model renders the median attenuation very well, while the RMS delay spread and coherence bandwidth obtained from the simulations are in the same order of magnitude as for the experimental data set.

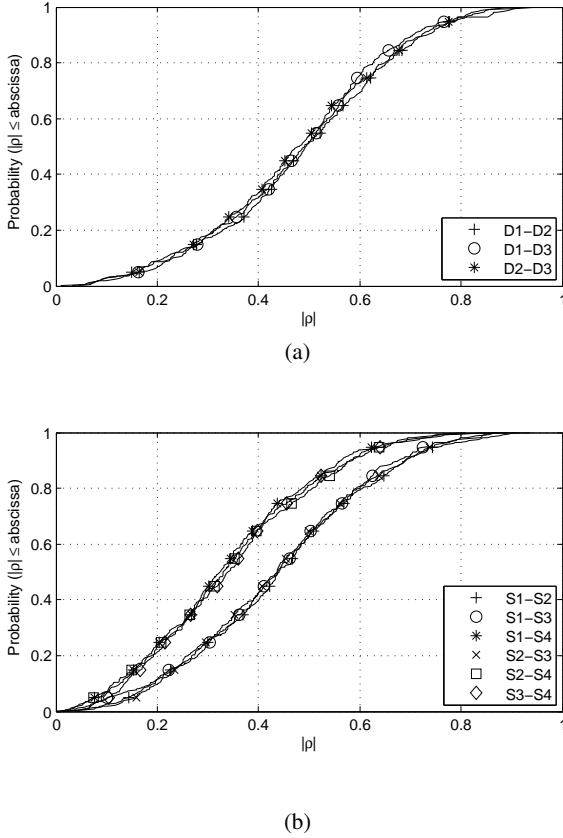


Fig. 12. Statistical CDF of the correlation matrices elements obtained from model simulations: (a) R_{tx} , (b) R_{rx} .

Finally, it is interesting to analyze how the proposed MIMO channel model renders the correlation between different links within the MIMO matrix. From the synthetic data set of 351 simulated MIMO PLC channels, the Tx, Rx and global channel correlation matrices R_{tx} , R_{rx} and R_h were computed for each MIMO channel using the same method already described in Section VII-B. The CDF of the magnitude of the correlation coefficients ρ are displayed in Fig. 12 for the R_{tx} and R_{rx} matrices. It can be noted that the resulting distributions of the correlation coefficient magnitude are close to the proposed Gaussian or Rayleigh models for both the Tx and Rx matrices. Relatively to the experimental observations, the distributions of the coefficient ρ for different sub-channels are less dispersed. This could be refined by assigning different parameters to specific sub-channels. However, the proposed model seems adequate for practical simulation purposes.

Fig. 13 presents the global correlation coefficient ρ for the same specific cases as for the experimental data set: for channels sharing the same Tx port, for channels sharing the same Rx port, for channels without any port in common and using the CM Rx port, and for channels without any port in common and using the L, N or E port at Rx. By comparing Fig. 13 and Fig. 9, one can observe similar correlation trends between the proposed model and the experimental measurements. In particular the larger correlation between channels

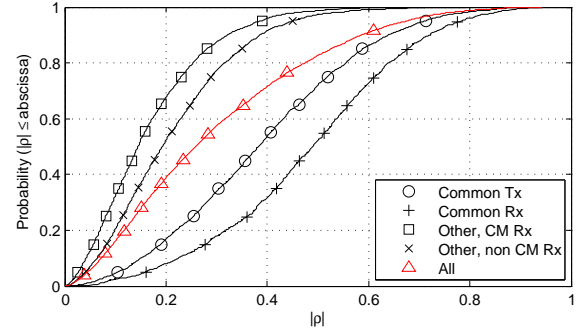


Fig. 13. Statistical CDF of the correlation coefficient ρ obtained from model simulations.

sharing the same Rx port is well reproduced. Secondary, the low correlation between channels involving the CM port and other channels is well captured. Over all channels, a correlation factor spanning the $[0, 1]$ interval in a regular way is observed, as in the experimental data set.

VIII. CONCLUSION

In this paper, a comprehensive statistical model of the MIMO channel for in-home PLC has been proposed, based on the analysis of an extensive set of measurements collected in 6 European countries during the ETSI STF 410 MIMO sounding campaign. After a presentation of the channel path loss parameters, the paper discussed the MIMO channel wide-band parameters such as the RMS delay spread, the coherence bandwidth, and the small scale amplitude statistics, presenting a log-normal distribution. A particular focus was made on the accurate description and modelling of the MIMO correlation matrix, that renders the relation between the different MIMO sub-channels. Statistical distributions were extracted from the experimental data set for all parameters involved in the channel model.

The proposed model combines several techniques partially tested in previous SISO or MIMO modeling attempts. SISO links are modeled according to the multipath formalism first introduced in [11]. The model hence captures the physical impact that multiple paths have on the channel, reproducing the specific structure of the CTF with typical frequency fading. In addition, the corresponding frequency domain path loss, statistically derived in [32], is reproduced. The MIMO extension of this model integrates two fundamental peculiarities observed in measurement campaigns. First, the median channel gain of the MIMO sub-channels is statistically derived from experimental observations, with a particular focus on their relative distribution. Second, the sub-channel correlation is reproduced by introducing the Tx and Rx channel correlation matrices using a formalism first used in [10].

As a result of this study, the proposed model allows the generation of random CTF faithfully reproducing the path loss statistics, multipath structure and channel correlation

coefficients statistically observed within the field data base. Note that the proposed model is configured to emulate 3 differential Tx ports and 4 star-style Rx ports, in accordance to the ETSI STF 410 sounding campaign. For practical purpose, sub-matrices involving fewer ports can be derived. Similarly, differential Rx ports can be obtained by differentiating the CTF received on the corresponding star-style ports.

Such a model will prove useful to evaluate the performance of existing MIMO PLC transmission systems and to develop new signal processing strategies optimally exploiting the channel characteristics. In order to improve such studies, it will become important in the future to better understand the noise component of the MIMO PLC channel and to develop models accurately reproducing its particular structure.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the members of the ETSI Specialist Task Force 410 for their help in conducting field measurements: Werner Bäschlin (JobAssist, Switzerland), Jose Luis Gonzalez Moreno (Marvell, Spain), Holger Hirsch (University of Duisburg-Essen, Germany), Hervé Milleret (MStar Semiconductor, France), Daniel M. Schneider (Sony, Germany), Andrea Tonello (University of Udine, Italy) and Nico Weling (Devol, Germany). Parts of the material presented in this paper has been adapted from the book “MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing” [31] with friendly permission of the copyright holder CRC Press, Taylor and Francis.

REFERENCES

- [1] J. Mietzner, R. Schober *et al.*, “Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 11, no. 2, pp. 87–105, Apr. 2009.
- [2] L. Stadelmeier, D. Schill *et al.*, “MIMO for Inhome Power Line Communications,” in *International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, Jan. 2008, pp. 1–6.
- [3] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddami, and T. Chonavel, “MIMO communications for inhome PLC networks: Measurements and results up to 100 MHz,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2010, pp. 120–124.
- [4] L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, “MIMO Power Line Communications,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, no. 1, pp. 106 – 124, Mar. 2015.
- [5] A. Schwager, W. Bäschlin *et al.*, “European MIMO PLT field measurements: Overview of the ETSI STF410 campaign & EMI analysis,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2012, pp. 298–303.
- [6] D. Schneider, A. Schwager, W. Bäschlin, and P. Pagani, “European MIMO PLC field measurements: channel analysis,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2012, pp. 304–309.
- [7] P. Pagani, R. Hashmat *et al.*, “European MIMO PLC field measurements: noise analysis,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2012, pp. 310–315.
- [8] D. Veronesi, R. Riva *et al.*, “Characterization of in-home MIMO power line channels,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr., 2011, pp. 42–47.
- [9] D. Rende, A. Nayagam *et al.*, “Noise correlation and its effect on capacity of inhome MIMO power line channels,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr., 2011, pp. 60–65.
- [10] A. Tomasoni, R. Riva, and S. Bellini, “Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2012, pp. 286–291.
- [11] M. Zimmermann and K. Dostert, “A multipath model for the powerline channel,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, Apr. 2002.
- [12] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, and F. Gauthier, “Indoor Power-Line Communications Channel Characterization Up to 100 MHz - Part I: One-Parameter Deterministic Model,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1392–1401, July 2008.
- [13] —, “Indoor Power-Line Communications Channel Characterization up to 100 MHz - Part II: Time-Frequency Analysis,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1402–1409, July 2008.
- [14] S. Galli and T. Banwell, “A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1304–1316, July 2006.
- [15] J. Anatory, N. Theethayi, and R. Thottappillil, “Power-Line Communication Channel Model for Interconnected Networks - Part I: Two-Conductor System,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 1, pp. 118–123, Jan. 2009.
- [16] A. M. Tonello and F. Versolatto, “Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part I: Random topology model and efficient transfer function computation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 891–898, Apr. 2011.
- [17] —, “Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part II: inferring the statistics,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2356–2363, Oct. 2010.
- [18] T. Banwell and S. Galli, “A novel approach to the modeling of the indoor power line channel - Part I: circuit analysis and companion model,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 655–663, Apr. 2005.
- [19] S. Galli and T. Banwell, “A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-Part II: transfer function and its properties,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 3, pp. 1869–1878, July 2005.
- [20] F. Versolatto and A. M. Tonello, “An MTL theory approach for the simulation of MIMO power-line communication channels,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1710–1717, July 2011.
- [21] —, “A MIMO PLC random channel generator and capacity analysis,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr. 2011, pp. 66–71.
- [22] A. Canova, N. Benvenuto, and P. Bisaglia, “Receivers for MIMO-PLC channels: Throughput comparison,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Mar. 2010, pp. 114–119.
- [23] M. Babic, M. Hagenau, K. Dostert, and J. Bausch, “Theoretical postulation of PLC channel model,” Sixth Framework Programme: OPERA Project, Tech. Rep., Mar. 2005.
- [24] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddami, and T. Chonavel, “A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Apr. 2011, pp. 35–41.
- [25] A. M. Tonello, “Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, no. 96747, pp. 1–14, 2007.
- [26] M. Tlich, P. Pagani *et al.*, “PLC Channel Characterization and Modelling,” Seventh Framework Programme: Theme 3 ICT-213311 OMEGA, Tech. Rep. D3.2, Feb. 2011.
- [27] K. Khalil, M. G. Gazelet *et al.*, “An MIMO Random Channel Generator for Indoor Power-Line Communication,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 4, pp. 1561–1568, Aug. 2014.
- [28] ETSI, “PowerLine Telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 1: Measurement Methods of MIMO PLT,” ETSI, Tech. Rep. TR 101 562-1 V1.3.1, Feb. 2012.
- [29] —, “PowerLine Telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 2: Setup and Statistical Results of MIMO PLT EMI Measurements,” ETSI, Tech. Rep. TR 101 562-2 V1.2.1, Feb. 2012.
- [30] —, “PowerLine Telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 3: Setup and Statistical Results of MIMO PLT Channel and Noise Measurements,” ETSI, Tech. Rep. TR 101 562-3 V1.1.1, Feb. 2012.
- [31] L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds., *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, ser. Devices, Circuits, and Systems. Boca Raton: CRC Press, 2014.
- [32] A. Tonello, F. Versolatto, B. Béjar, and S. Zazo, “A Fitting Algorithm for Random Modeling the PLC Channel,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1477–1484, July 2012.

- [33] A. Tonello, F. Versolatto, and A. Pittolo, "In-home power line communication channel: statistical characterization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 6, pp. 2096–2106, June 2014.
- [34] D. McNamara, M. Beach, and P. Fletcher, "Spatial correlation in indoor MIMO channels," in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 2002, pp. 290–294.



Pascal Pagani Pascal Pagani received the M.Sc. degree in communication systems and signal processing from the University of Bristol, Bristol, U.K., in 2002 and the Ph.D. degree in electronics from the Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Rennes, France, in 2005. He is currently an Associate Professor at the graduate engineering school Telecom Bretagne, Brest, France, and is a member of the Lab-STICC laboratory (UMR CNRS 6285) dedicated to information and communication science.

Prior to joining Telecom Bretagne in 2012, he was with France Telecom Orange Labs, where he conducted research on UWB propagation channel modeling, short range wireless systems design, and development of in-home wireline communications. He participated in the ETSI Specialist Task Force 410 for the experimental assessment of the MIMO PLC transmission channel. He is the author of more than 50 publications in the fields of wireless and wired communication. His current research interests are in the field of radio and wireline transmission, particularly long-haul radio wave propagation and advanced PLC.

Dr. Pagani was a recipient of the Grand Prix Général Ferrié in 2013 for his research on transmission over power lines.



Andreas Schwager Andreas Schwager received the Diploma in telecommunication engineering from the University of Cooperative Education, Stuttgart, Germany, in 1993 and the Ph.D. degree from the University of Duisburg-Essen, Essen, Germany, in 2010. His Ph.D. thesis was entitled "Powerline communications: Significant technologies to become ready for integration," which discussed the utilization of MIMO PLC and the concept of dynamic notching to solve the vast EMC discussion on PLC.

He has had an interest in power line communications for over 15 years. He is currently a Principal Engineer at the European Technology Center Sony, Stuttgart, Germany, and represents Sony at various standardization committees at IEEE, ITU, CISPR, CENELEC, HomePlug, and ETSI. He is the rapporteur of more than ten work items where technical standards and reports are published. The most recent being the three part ETSI TR specifying MIMO PLC field measurements and presenting results of MIMO PLC properties. He also led several task forces at international standardization bodies. Furthermore, he is the author of numerous papers and the inventor of tens of granted IPR in the area of PLC and communications.

MIMO Power Line Communications

Lars T. Berger, *Member, IEEE*, Andreas Schwager,
Pascal Pagani, *Senior Member, IEEE* and Daniel M. Schneider, *Member, IEEE*

Abstract—Despite being a well-established ingredient to many wireless systems, *multiple input multiple output* (MIMO) signal processing has only recently been considered for broadband *power line communications* (PLC). Adapting multiple-antenna transmission and reception techniques to a wired medium such as the electrical grid requires solving a number of issues, both regarding the physics of electromagnetic transmission and the optimization of the signal processing strategies. In the last few years, significant steps were made to demonstrate the benefits of MIMO PLC and to develop the necessary hardware. As a result, MIMO PLC has been adopted in several broadband PLC specifications, precisely as part of ITU-T G.hn in Recommendation G.9963, and as part of the industry specification HomePlug AV2, which is backward compatible to IEEE 1901. This article reviews important aspects of MIMO PLC, highlighting its similarities and main differences with classical wireless MIMO. It focuses first on the peculiarities of the electrical grid, with a survey of PLC channel and noise characterization in a MIMO context. It further estimates MIMO PLC channel capacity adhering to the electromagnetic compatibility regulations currently in force. Besides, MIMO signal processing techniques most suited to PLC environments are discussed, allowing for throughput predictions. It is found that eigenbeamforming is the best choice for MIMO PLC: the full spatial diversity gain is achieved for highly attenuated channels and maximum multiplexing gain is achieved for channels with low attenuation by utilizing all spatial streams. It is shown that upgrading from a conventional *single input single output* (SISO) PLC configuration to a 2 by 2 MIMO configuration the throughput can be more than doubled while coverage is increased. The survey concludes with a review of specific MIMO PLC system implementations in the specifications ITU-T G.9963 and HomePlug AV2.

Index Terms—MIMO, PLC, survey, power line communications, multiple input multiple output, ITU-T G.hn, G.9963, HomePlug, AV2, IEEE 1901.

I. INTRODUCTION

THE target of *home networking* is to connect all digital electronic consumer devices within a home. The consumer should be able to access all services and data at any time and any place in the home, regardless of where the electronic devices are located. Wireless systems work well within a single room. However, their data throughput and reliability decrease dramatically if the wireless signal has to pass through walls or ceilings especially when made of concrete with metal reinforcements [1], [2]. To enable real broadband throughput for 'room-to-room' connectivity, an in-home backbone network that connects individual devices or clusters in the house with minimum installation effort is

desirable. PLC fulfills these requirements. However, common place *single input single output* (SISO) PLC systems as treated in detail in [3] might lack in coverage, especially on long links in large homes. Here, the utilization of the third wire in conjunction with *multiple input multiple output* (MIMO) signal processing is capable of boosting coverage and capacity of the PLC transmissions.

MIMO systems have been heavily investigated since the mid nineties, targeting primarily wireless communications [4], [5]. Nowadays, different MIMO processing options, with the aim of increasing data rates and communication reliability, are in operation in major wireless cellular systems such as UMTS, LTE, WiMAX, as well as wireless local area networks (WLANs) based on IEEE 802.11n [6], [7].

Also, *digital subscriber line* (DSL) systems have to deal with near-end and far-end crosstalk between individual modems and recent developments treat the DSL cable binders as MIMO communication channels with the aim of applying multi-user coordination and interference mitigation techniques, also called *vectoring* [8], [9].

Irrespectively, the power line channel has for a long time been regarded as dual conductor SISO channel. In reality, many *in-home* installations make use of three wires, and medium, and high voltage installations often have four or more conductors. Although the theoretical foundation of multiconductor transmission line theory was extensively laid out in the last century [10], first large scale public measurement results on MIMO power line channel and noise characteristics became only available in 2008 [11]. In 2010, ETSI¹ *Specialist Task Force* (STF) 410 was launched to collect all kind of MIMO channel properties in several European countries. The measurement campaign and experimental results are documented in the technical reports [12]–[14].

To make *broadband power line communication* (BB-PLC) systems economically viable on a world wide scale, internationally adopted standards became essential. The *International Telecommunications Union - Telecommunication Standardization Sector* (ITU-T), as well as the *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) commenced work on such next generation standards, namely *ITU-T G.hn* [15]–[17] and *IEEE 1901* [18], [19]. Although first released as SISO standards, in 2011 the ITU published a MIMO transceiver extension (G.9963, [20]) to its G.hn standard family. Simultaneously, the *HomePlug Powerline Alliance* introduced MIMO signal processing as part of the HomePlug AV2 specification [21], [22], which is fully backward compatible to millions of IEEE

L. T. Berger is with Kenus Informatica, Paterna, Spain.

P. Pagani is with the Microwave Department of Telecom Bretagne, UMR CNRS 6285 Lab-STICC, Institut Mines-Telcom, Brest, France.

A. Schwager and D. M. Schneider are with Sony's European Technology Center in Stuttgart, Germany.

Manuscript received June 01, 2013; revised April 22, 2014.

¹The *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) is an independent non-profit standardization organization formed by equipment makers, network operators, and other stakeholders from telecommunications industry.

1901 modems already operating in the field.

This survey reviews MIMO channel and noise aspects in Section II, before introducing essentials of *electro magnetic compatibility* (EMC) and MIMO signal processing in Section III and Section IV, respectively. Section IV also presents throughput estimates based on measurements obtained by ETSI STF 410 and addresses hardware implementation aspects with respect to MIMO signal processing. This survey is rounded off by a comparative analysis of MIMO in ITU-T G.hn and HomePlug AV2 in Section V and an overview of MIMO PLC research challenges in Section VI. Also noteworthy is the complementary source of PLC related literature: IEEE ComSoc *Best Readings in Power Line Communications* [23].

II. CHANNEL AND NOISE CHARACTERISTICS

Before looking at channel and noise characteristics in particular it is important to have an idea of power line topologies and coupling methods. The very principle of power line communications implies that small-signal, high-frequency technologies are being deployed over power-carrying cables and grids that were designed for electricity transmission at low frequencies. Couplers are used to connect the communications equipment to the power line. Besides, grid topologies are possibly the most important stage-setter for overall channel and noise properties.

A. Topologies

Power lines are frequently characterized according to their voltage levels, as *high voltage* (HV, 110kV to 380kV), *medium voltage* (MV, 10kV to 30kV) and *low voltage* (LV, 110V to 400V) lines [24]. Communication properties of HV and MV installations are assessed in [25]–[28] and [29]–[32], respectively. However, deployment of MIMO signal processing to HV and MV lines has up to the present day been limited. This might be explained by the fact that coupling broadband MIMO signals into and out of these lines is costly, and in many cases alternatives such as fiber optical backbone links or *wide area networks* (WANs) are already in place posing a fierce competition [33], [34]. Turning to LV topologies, they can further be subdivided into a *distribution* or *access* part, running from an MV-LV transformer up to individual buildings [35]–[38], and an *in-home* part [37], [39]–[44], where the LV lines run in a tree or star topology up to the different power sockets in every room. For single phase in-home installations, three wires, namely *live* (L) (also called *phase*), *neutral* (N), and *protective earth* (PE), are common. Exactly how common on a worldwide scale was investigated by ETSI in [12]. It may be concluded that the PE wire is present at all outlets in China and the Commonwealth of Nations, at most outlets in Western countries, and only at very few outlets in Japan and Russia.

B. Coupling Methods

Turning to power line couplers, one may generally distinguish between *inductive* and *capacitive* implementations. Inductive couplers guarantee a balance between the lines

whereas capacitive couplers often introduce asymmetries due to component manufacturing tolerances. Couplers especially tailored to MV, and HV can be found in [45]. Further, details on low voltage inductive SISO couplers may, for example, be found in [46] and [47]. The following will focus on LV inductive MIMO coupling options as presented in Figure 1, *i.e.* a *delta-style* coupler [48], a *T-style* coupler [49], and a *star-style* coupler [48].

Coupler designs are tightly related to radiated emission. According to the *Biot-Savart law* the main source of radiated emission is the *common mode* (CM) current. To avoid radiated emission, usually PLC modem manufacturers aim at injecting the signal as symmetrically as possible. This way, 180° out of phase electric fields are generated that neutralize each other resulting in reduced emission. This desired symmetrical way of propagation is also known as *differential mode* (DM). In case of asymmetries, *e.g.* caused by parasitic capacitances on the network, a small part of the differentially injected current turns into CM current. Normally, there are many asymmetries inside a PLC topology. For example, an open light switch causes an asymmetric circuit and, hence, even if only DM is injected, DM to CM conversion may occur [50].

Specifically, to avoid additional CM currents at the source, feeding MIMO PLC signals can be done using the delta or T-style couplers, while it is not recommended using the star-style coupler - also known as *longitudinal coupler*. As shown in Figure 1, the delta-style coupler, also called *transversal probe*, consists of three baluns arranged in a triangle between L, N and PE. The sum of the three voltages injected is zero (following Kirchhoff's law). Hence, only two of the three signals are independent. Turning to the T-style coupler, it feeds a differential mode signal between L and N, plus a second signal between the middle point of L-N to PE. Further details on the pros and cons of each coupler type may be found in [12].

All three types are well suited for reception. However, especially the star-style coupler is interesting, where again Kirchhoff's law forces the sum of all currents arriving at the center point to zero. Thus, only two of the three received signals are independent. Nevertheless, due to parasitic components the signals at the third port may additionally improve the capacity of a MIMO PLC system. A more significant benefit is, however, the possibility to receive CM signals, *i.e.* a forth reception path. The CM transformer is magnetically coupled (Faraday type coupling). On average, CM signals are less attenuated than DM signals which makes their reception interesting especially for highly attenuated channels [48].

As an example configuration, assume that the delta-style coupler is used at the transmitter to feed the input ports D_1 and D_3 , and that the star-style coupler is used at the receiver to receive from the output ports S_1 , S_2 and S_4 . The resulting MIMO PLC channel is shown in Figure 2 with $N_T = 2$ transmit (tx) and $N_R = 3$ receive (rx) ports, resulting in overall 6 tx-rx paths.

C. Channel Characterization and Modeling

Power line channel characteristics heavily depend on the topologies and coupling strategies used, and, hence, span a

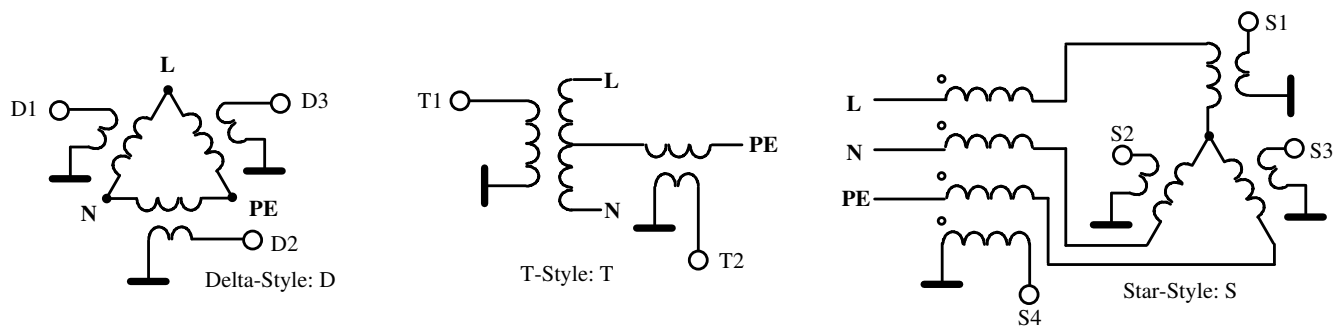


Fig. 1. Inductive MIMO PLC couplers.

very large range. Generally, the PLC channel exhibits *frequency selective multipath fading*, *low-pass behavior*, *cyclic short-term variations*, and *abrupt long-term variations*.

Channel characterization and modeling are tightly interrelated. Characterization through measurements is indispensable to derive, validate and fine-tune the models, while the models themselves often provide valuable understanding and insight that stimulates more advanced characterization. In general, PLC channel models can be grouped into *physical* and *parametric* models (also referred to as *bottom-up* and *top-down* models [51]). While physical models describe the electrical properties of a transmission line, *e.g.* through the specification of the cable type (line parameters), the cable length and the position of branches [49], [52]–[55], parametric models use a much higher level of abstraction from the physical reality, and describe the channel, for example, through its impulse response or transfer function [36], [56], [57]. Further, within each group it can be distinguished between *deterministic* and *stochastic* models. While deterministic models aim at the description of one or a small set of specific reproducible PLC channel realizations, stochastic models aim at reflecting a wide range of channel realizations according to their probability of occurrence.

Turning specifically to MIMO channels, one of the first public *parametric-deterministic* investigations of MIMO signal processing for broadband in-home PLC appears in [11], [58]. Similar field measurements are conducted in [59], [60]. Following this trend, experimental channel characterization have been conducted in [48], [61]–[63]. Among the published results, [59], and [60] conclude that the application of 2×2 MIMO signal processing to in-home PLC provides a capacity gain in the order of 1.9. Further, [11] shows that this gain ranges between 1.8 and 2.2, in a 2×3 MIMO configuration. When adding CM reception, *i.e.* in a 2×4 configuration, aver-

age gains between 2.1 and 2.6 are observed. Along these lines, MIMO capacity results can be found in Section III. In [61] and [62] a number of channel parameters are assessed including the average attenuation *versus* frequency, the channel delay spread, the coherence bandwidth and the correlation among tx and rx ports. It is worth noting that the correlation between MIMO subchannels is uniformly distributed in $[0, 1]$ [62]. Hence, some channels exhibit a low degree of diversity when considering different tx and rx ports. However, unlike wireless channels, transmission over electrical networks enjoys high values of *signal to interference plus noise ratio* (SINR). As a result, the application of MIMO to PLC provides significant capacity gain, even in highly correlated channels, as will be seen in Section III-F. So far, the largest published MIMO PLC field measurement campaign is provided by the ETSI STF 410 [12]–[14], gathering measurements from six European countries. Using these measurements, channel attenuation and cable input impedance were statistically characterized [63], [64]. Table I provides a summary of the main MIMO PLC channel characteristics extracted from the aforementioned parametric-deterministic investigations [14], [61], [62].

Only a few proposals for *physical-deterministic* MIMO channel models have been made so far. The most straightforward bottom-up approach is to apply *multi conductor transmission line theory* (MTL) [10], [65]. As reflected in Figure 3, MTL theory can be applied to compute the currents $i_1(x, t)$, $i_2(x, t)$ and $i_3(x, t)$ flowing in a 3-wire transmission line as well as the corresponding differential voltages $v_1(x, t)$, $v_2(x, t)$ and $v_3(x, t)$ for a given line position x and a given time t . To do so, many per-unit length line parameters, as indicated on Figure 3, need to be either measured or theoretically computed. Note that some authors consider a simplified model with three conductors, where the PE wire is assumed to be equivalent to the ground [66]. At high frequencies this assumption is not valid, especially when the reception of CM signals is expected. In such cases, a more complete model with a separate ground potential is necessary to provide accurate results.

The physical-deterministic MTL modeling approach has been used for in-home LV electrical networks in [49], [54], [67], and for overhead MV and HV networks in [68]. However, these studies do not consider the use of three electrical wires for the purpose of MIMO communication.

The first use of the MTL theory to explicitly model a MIMO

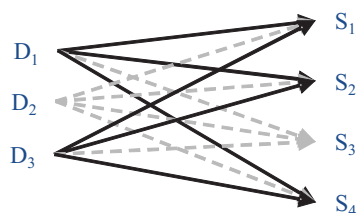


Fig. 2. Tx and rx coupler port connections forming a 2×3 MIMO system.

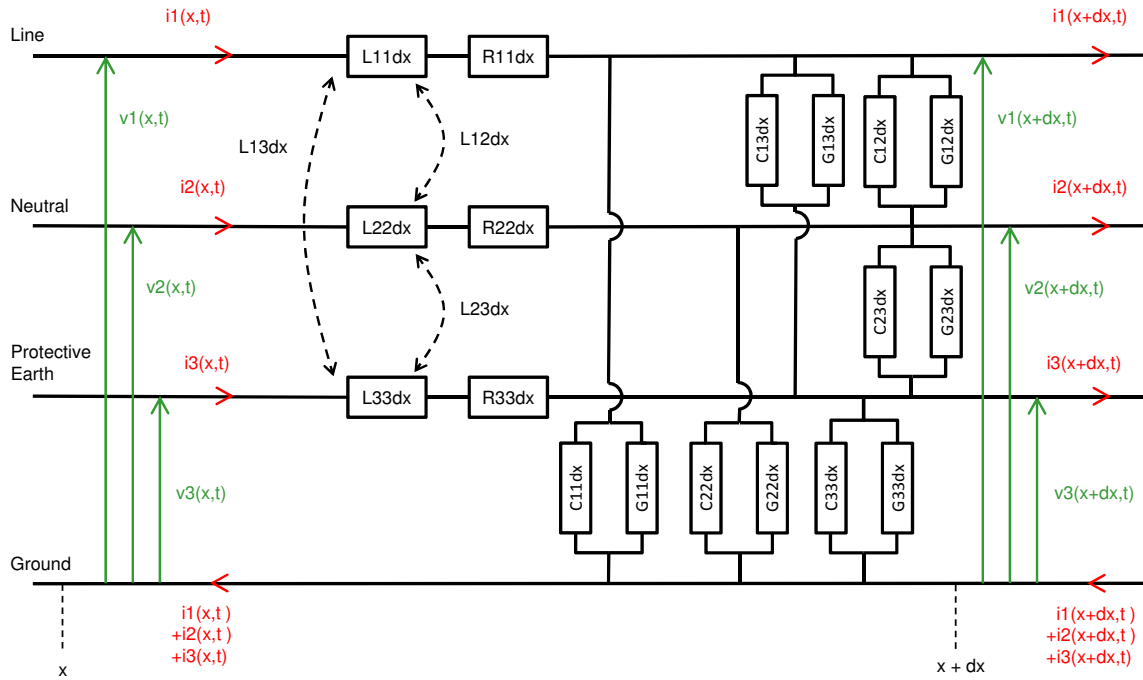


Fig. 3. MTL theory: equivalent circuit of a per-unit length section of a 3-wire transmission line.

PLC channel in a *physical-stochastic* approach appears in [66], [69]. The work therein extends a physical-stochastic SISO channel model presented in [70] by recomputing the MTL equations in the case of three conductors. Using a stochastic topology generator [70], it is then possible to produce MIMO channel realizations of random electrical networks.

On the other hand, a *parametric-stochastic* approach has been applied by several research teams to devise models of the MIMO PLC channel. The first attempt is described in [71]. This study considers a 2×4 MIMO channel, where two differential input ports can be addressed simultaneously, and up to 4 rx ports are considered, including the common mode path. The model first considers a SISO PLC *channel impulse response* (CIR) composed of 5 to 20 taps according to the model defined within the European R&D project OPERA [72]. It then builds the 2×4 MIMO channel by producing 8 variants of this CIR. Each of the variants has the same tap structure, but the amplitudes of some of these taps are multiplied using different random phases uniformly drawn from the interval $[0, 2\pi]$. The more taps are modified the more uncorrelated the channel becomes. The model produces MIMO channels that exhibit similar frequency fading structures as observed in the measurements in [11]. The same approach is further developed in [62], where a 3×3 MIMO channel model has been designed

to fit observations from a measurement campaign in France. The proposed MIMO channel model builds on the SISO channel model first defined by Zimmermann [36], and later extended by Tonello by providing complementary channel statistics [73]. An example of measured as well as simulated *channel transfer functions* (CTFs) is given in Figure 4 (a) and (b) respectively, where similarities between measured and parametric-stochastic CTFs become evident.

An alternative *parametric-stochastic* approach based on a mathematical description of the MIMO channel covariance matrices as introduced in [74] is presented in [75]. The study is based on measurements recorded in five North American houses and allows very straight forward reproduction of the MIMO channel's correlation properties.

Table II provides a comparison between the different PLC channel modeling options introduced. Each of the four exists in its own right and bears advantages and disadvantages when it comes to specific applications. Hence, channel model selection has to be carried out on a case by case basis.

D. Noise Characterization and Modeling

Turning to the noise characterization, one should note that in contrast to many other communication channels the noise on a power line cannot be described as *additive white Gaussian*

TABLE I
MAIN CHANNEL CHARACTERISTICS.

Parameter	Value	Source
Attenuation [range] and (median)	[10, 100], (53) dB	[14]
Attenuation vs. frequency slope	0.2 dB/MHz	[14], [61]
Relative attenuation for different reception ports	CM port provides least attenuation for difficult channels	[14]
RMS delay spread	0.2 μ s to 2.5 μ s	[61]
	0.02 μ s to 1.2 μ s	[62]
Coherence bandwidth, 90%	< 3 MHz	[62]
Input impedance [range] and (median)	L-N: [10, 190], (86) Ω L-PE: [10, 190], (89) Ω N-PE: [10, 190], (87) Ω	[14]
Correlation	approx. uniform in interval [0, 1]	[62]

Note: Measurement bandwidths differ from 1-100 MHz in [14] to 2-150 MHz in [62] and 0-88 MHz in [61].

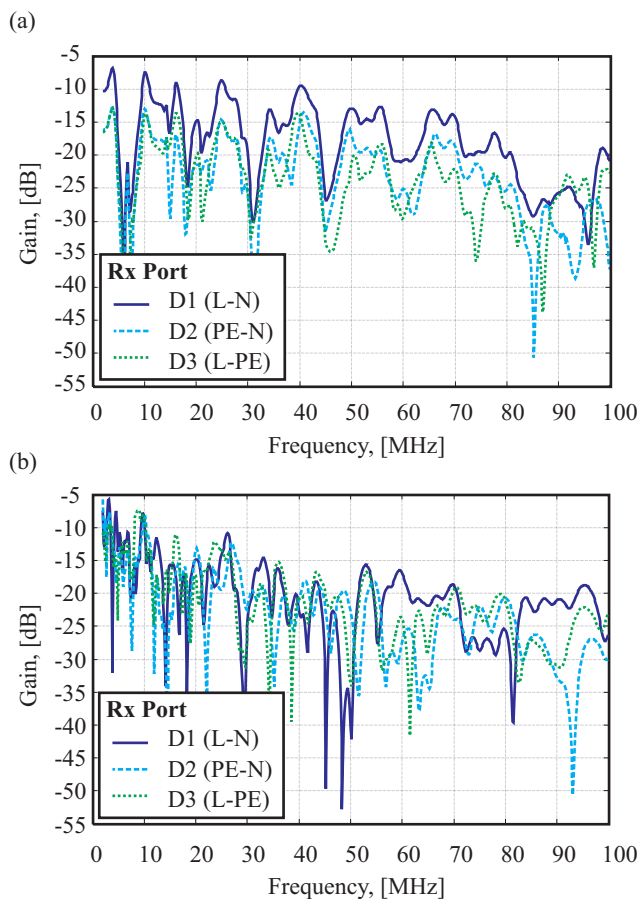


Fig. 4. MIMO PLC CTF examples. (a) CTF measured within an experimental measurement campaign in France [60]. (b) CTF simulated using the MIMO PLC channel model of Hashmat *et al.* [62]. All results are only shown for tx port D1 (L-N).

noise (AWGN). Instead, it can be grouped based on temporal as well as spectral characteristics. Following, for example, [14], [37], [76] one can distinguish *colored background noise*, *narrowband noise*, *periodic impulsive noise* (asynchronous or synchronous to the AC frequency), as well as *aperiodic impulsive noise* [77], [78].

Specifically, with respect to the MIMO noise situation, only a few modeling proposals have been made so far. For example, [79]–[81] are developing models of background noise on the basis of experimental time domain noise measurements in five houses in France, and are mainly targeting a reproduction of the frequency domain noise characteristics. In [80], the measurements are compared against two parametric SISO background noise models, namely the Emsailian model [42], and the OMEGA model [82]. The models are fitted to the noise received on each of the MIMO rx ports, and statistics of the model parameters are derived separately for each rx port. In [81], the MIMO noise is regarded as a *multivariate time series* (MTS), which allows to capture both the intrinsic characteristics of the noise received on each port, but also their cross-correlation. The noise MTS is then modeled using an auto-regressive filtering procedure. The modeled noise *power spectral density* (PSD) presents a high degree of similarity with the experimental observations. However, the model leaves room for improvements, especially considering its ability to reproduce sporadic time domain events, such as impulsive noise. Figure 5 (a) presents an example of measured noise from the ETSI STF 410 measurement campaign, along with the corresponding simulated background noise samples using the MTS model from [81] in Figure 5 (b). Along the same lines, [83] presents MIMO noise measurements and statistical results based on the ETSI STF 410 data. It is observed that the CM (S4) signal is affected on average by 5 dB more noise than the differential mode signals received on any wire combination. This difference can be explained by the higher sensitivity of the CM signal to interference from external sources, such as radio broadcasting. Moreover, it is observed that the S1 (L), S2 (N) and S3 (PE) ports present similar noise statistics. However, when considering large noise records (5% percentile), one can observe that the PE port is more sensitive to noise by approximately 2 dB than the N or L ports. Similarly, for low noise levels (95% percentile), the L port is less sensitive to noise by approximately 1 dB than the N or PE ports.

Alternatively, [84] addresses MIMO noise based on experimental measurements collected in the US. It is shown that the noise is correlated on the D1 (L-N), D2 (PE-N) and D3 (L-PE) receive ports, with the strongest correlation measured between the L-PE and N-PE receiver ports. Moreover, the correlation decreases for increasing frequencies and it is shown that noise correlation helps to increase MIMO channel capacity.

Besides all these initial efforts to characterize and model PLC noise specifically with respect to MIMO systems, a number of properties still need to be investigated and modeled. In particular, the occurrence of impulsive noise, its time domain variations, and the correlation of noise pulses observed on different rx ports requires further analysis. Note that the noise structure is rather specific for power line transmission as compared to classical wireless communication, which re-

TABLE II
COMPARISON OF CHANNEL MODELING OPTIONS.

Feature	Physical-deterministic	Physical-stochastic	Parametric-deterministic	Parametric-stochastic
Modeling principle	electromagnetic transmission theory	electromagnetic theory & topology generator	playback of experimental measurement parameters	statistical fit to experimental measurement parameters
Measurement requirements	none	none	large data base	large data base
Topology knowledge	detailed	detailed stochastic models	none	none
Complexity of model design	medium	high	low	medium
Complexity of channel generation	high	high	very low	low
Correlated multi-user studies	straight forward	straight forward	straight forward	difficult
Closeness to experimental data	accurate for considered topology	on a statistical basis	exact	on a statistical basis
Ability to extrapolate	yes	yes	no	no

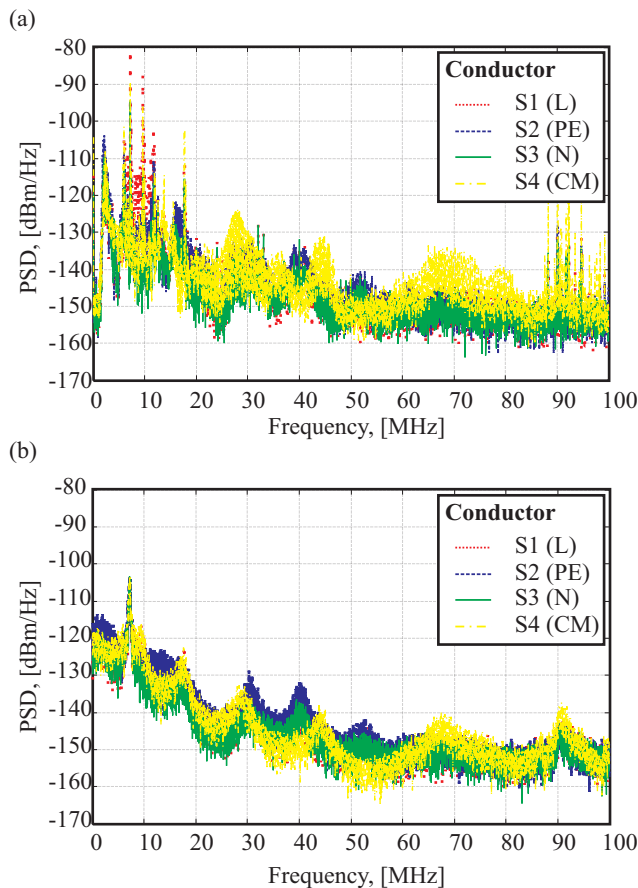


Fig. 5. MIMO PLC background noise examples. (a) Background noise measured within the ETSI STF 410 measurement campaign [14]. (b) Corresponding background noise simulated using the MIMO PLC channel model of Hashmat *et al.* [81].

quires implementing dedicated signal processing strategies. For instance, adaptive modulation is particularly suited to deal with unequal noise power spectral density. Further, the correlated nature of the noise received at different ports is usually mitigated using whitening filters. Finally, coding and retransmission are employed to handle different types of occurring noise. These aspects are further developed in Section IV.

III. EMC REGULATIONS AND MIMO CAPACITY

With respect to broadband EMC regulations, one may distinguish two frequency ranges, *i.e.* 1 MHz to 30 MHz, where according to CISPR 22 [85] conducted emission is at the focus of regulation, and 30 MHz to 100 MHz, where the focus shifts to radiated emission. Regulation is region or country specific, and the following outlines regulations for the important BB-PLC markets *Europe* (EU), *United States of America* (US), and *Japan* (JP).

A. European Regulations

For Europe BB-PLC EMC regulations are laid out by CENELEC² in EN 50561-1:2013 [86], which refers to PLC as *powerline telecommunication* (PLT). In particular, the following features are described:

- An EMC emission measurement procedure at the PLT port while no communication takes place.
- A second emission measurement procedure at the PLT port when normal communication takes place.
- A general limitation on the injected PSD of -55 dBm/Hz.
- Permanent notching of certain parts of the radio spectrum, *i.e.* related to amateur radio and aeronautical bands.

²Comité Européen de Normalisation Électrotechnique, in English: European Committee for Electrotechnical Standardization

- A procedure for adaptive notching, meaning that the PLC equipment senses the presence of radio services, and notches the affected frequencies for its own operation (also documented in [48] and specified in [87]).
- A procedure of adaptive transmit power management, meaning that the transmitting equipment limits its transmit power as a function of channel attenuation and noise to a level below the allowed maximum, that is just sufficient to achieve the required data rate.

More specifically, [86] limits the maximum PLC transmit signal level between 1.6065 MHz and 30 MHz. Furthermore, CENELEC started drafting an EMC standard for frequencies above 30 MHz, following a decision from the CENELEC TC 210 meeting in December 2012 [88]. The standard is not yet finalized and for the purpose of generating simulation results - presented later in this article - a 30 dB reduction is assumed with respect to the feeding levels below 30 MHz.

B. US Regulations

In the US, [89] and [90] specify how emissions from PLC devices are evaluated. The documents refer to PLC as *broadband over power lines* (BPL) and consider it as a *new type of carrier current technology*. The emission limits are given in a radiated field strength depending on the frequency and distance from the exterior wall of the building [91].

Similarly to the European regulations, notches are additionally required to protect *aeronautical mobile* and *radionavigation* services. In some geographical zones extra frequencies have to be excluded, and care must be taken not to disturb public safety services. Adaptive interference mitigation techniques are also described. A wrap up of regulations on RF emissions from power line communication systems in the US may be found in ITU Recommendation SM.1879-1 [92].

C. Japanese Regulations

The Japanese regulations for PLC transmissions in the high frequency band apply to the common-mode current measured at the mains port of a PLC modem. The specified measurement methods are similar to the concept of the CISPR 22 telecommunication port measurements [85]. An *impedance stabilization network* (ISN) [92] is defined by the electrical properties measurable from the outside. These are the *symmetry*, the *differential mode impedance*, Z_{DM} , and the *common mode impedance*, Z_{CM} . The modem's communication signals are assessed by measuring the CM current converted by the ISN from the symmetrically fed signals. However, the selected values of the ISN are not typical for Japanese buildings. As a result of the selected measurement procedure, the maximum allowed feeding level is significantly reduced and shows a high uncertainty depending on the size of the modem under test. Furthermore, the limits of the frequencies below and above 15 MHz differ by 10 dB. A typical PLC modem with the size of a human fist may inject -71 dBm/Hz below 15 MHz and -81 dBm/Hz above. In similarity to European and US regulations, Japan omits frequencies of radio amateurs and some Japanese radio broadcast stations. Further, any PLC transmissions above 30 MHz is not envisaged.

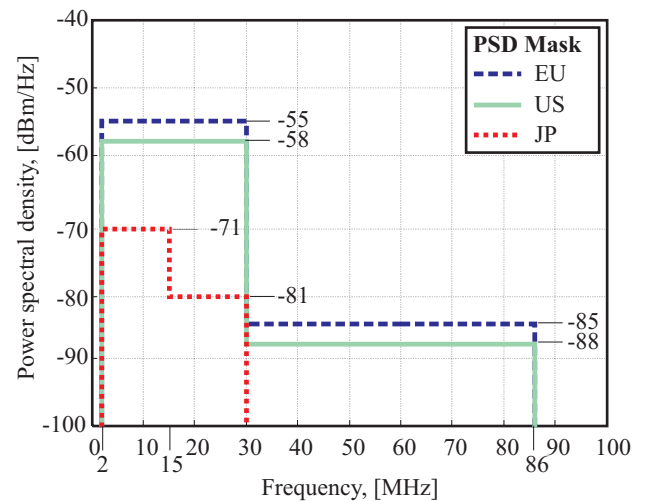


Fig. 6. Transmit PDS masks. Note, the EU limit above 30 MHz is subject to pending regulations.

D. MIMO Specific Regulations

EMC regulations available today do not explicitly consider the injection of MIMO signals. In the process of establishing specific regulations for MIMO PLC transmission, the following elements should be considered. Regulatory documents have to be written in a technology neutral way not favoring any feeding style. MIMO PLC modems are not broadly available today and the selected coupler (see Figure 1) affects the radiation potential. In the case of simultaneous injections into multiple wires, accumulation of individual feedings has to be assessed. A radiated emission test may be used for this purpose. However in the frequency range below 100 MHz it is difficult to create a homogeneous field in an anechoic chamber. E-field measurement equipment is not specified to operate below 30 MHz. A conducted test setup has to verify the interference potential of the selected coupler in a fair way.

E. Average Feeding Level Comparison

Permissible PLC feeding levels heavily affect achievable throughput rates. In order to compare the potential of the PLC systems installed around the world Figure 6 introduces the US, EU and JP PSD masks. The transmit level is frequently described using a power spectral density in dBm/Hz. Technically a PSD in dBm/Hz cannot be measured (even if many spectrum analyzers provide results using this unit) because the PSD is the *power* (P) in an infinitely small *bandwidth* (BW), i.e. the derivation $\delta P / \delta BW$. If the bandwidth becomes infinitely small the question which measurement detector is applied becomes obsolete, as there is no more variance in the signal. However, simultaneously the measurement time goes to infinity. The levels in Figure 6 relate to the *average detector* after converting them to an identical resolution bandwidth. Detailed calculations of the PLC feeding levels may be found in [93].

F. MIMO Channel Capacity

Using the feeding levels from Figure 6 together with the ETSI STF 410 measurement data [14], allows to predict

TABLE III
CHANNEL CAPACITY AND CAPACITY GAIN AT HIGH COVERAGE
POINT FOR DIFFERENT TRANSMIT POWER MASKS

MIMO configuration	EU mask		US mask		JP mask	
	Mbit/s	gain	Mbit/s	gain	Mbit/s	gain
1×1	82		62		6	
1×2	126	1.55	103	1.65	23	3.63
1×4	173	2.12	143	2.30	34	5.37
2×2	153	1.87	121	1.94	23	3.52
2×4	235	2.88	190	3.05	41	6.35

MIMO PLC channel capacity as summarized in Table III. For better comparison among individual feeding PSDs, country or region specific notches are not applied. The noise is recorded with an average detector using a resolution bandwidth of 9 kHz. The capacity results in Table III take into account noise correlation by calculating an *equivalent channel matrix* with the help of a noise whitening filter [84], [94]. ‘Capacity’ refers to the ideal maximum Shannon capacity making full use of the equivalent channel eigenmodes [95]. The channel matrix may be decomposed by means of a *singular value decomposition* (SVD) into parallel and independent channels (see also Section IV) where the MIMO capacity is the sum of the capacity of the individual channels. The capacity values can therefore be seen as an upper bound that will not be reached in normal real world implementations. Particularly, Table III shows the channel capacity at the high coverage point of 98%, *i.e.* 98% of the measured channels exceed the bitrate provided. This focus on the high coverage point is motivated by the fact that for PLC applications it is most challenging to achieve a guaranteed minimum bitrate for all links within the home, while a highly reliable network is key to broad user satisfaction.

The *single input multiple output* (SIMO) configurations with only one transmit port already offer a significant gain. The most complex investigated SIMO scheme, 1×4 , increases capacity by a factor of 2.12 (EU mask), 2.3 (US mask) and 5.37 (JP mask) compared to SISO. The explanation for the different gains depending on the applied mask is simple: the higher the tx power mask limits, the higher the obtainable SINR. However, at higher SINR an SINR-gain from SIMO processing is mapped less efficiently to capacity due to an implicit logarithmic relationship between SINR and capacity. Hence, using the least stringent EU mask leads to much less SIMO gains than using the most stringent JP mask.

In contrast, the dual stream configuration 2×2 MIMO provides less gain *e.g.* with gain factors of 1.87, 1.94 and 3.52 for the EU, US and JP mask, respectively. The second, weaker stream (exploiting the weaker eigenmode) does not contribute much in low SINR situations. Here it is more important to collect all the available signal energy at the receiver, which is optimized as the number of receive ports increases. Only when turning to the 2×4 MIMO configuration,

the use of a second stream also makes sense, where now the combination of a high number of receive ports with dual stream transmissions leads to gains of 2.88, 3.05 and 6.35 for the EU, US and JP mask, respectively. Note that the aforementioned bitrate increases when applying the Japanese power mask are hypothetical, because the 3rd wire rarely exists in Japanese in-home installations. In most Japanese buildings only a 1×2 SIMO configuration is feasible, as, in addition to differential mode reception, the reception of the common mode is possible independently of the existence of a protective earth wire.

Limiting the investigation to EU and US masks only and focusing this time on the median point (50%, not shown in Table III), 2×2 MIMO provides a capacity gain of around 1.71, which is surpassed by a gain of around 2.16 when going to 2×4 MIMO. This demonstrates that the MIMO gain in the high coverage area is even higher than for the median case.

It may be concluded that - with a sufficient number of receive ports - multi-stream transmission improves good as well as difficult links, making MIMO a promising method for meeting ambitious throughput as well as coverage requirements. It should, however, be noted that real world hardware implementation and complexity constraints may significantly limit the achievable gain as outlined in more detail in the following sections.

IV. MIMO PLC SIGNAL PROCESSING

When considering MIMO processing, one generally has to distinguish between *open-loop* and *closed-loop* systems. The earlier do not exploit channel knowledge at the transmitter, the later do. Generally, the benefits to be obtained from MIMO signal processing may be (i) reduction of SINR variance (diversity gain), (ii) increase of SINR mean (in the wireless world known as beamforming gain or antenna gain) and (iii) the increase of simultaneous transmitted data streams, known as spatial multiplexing gain and made possible through co-stream interference suppression and/or cancellation. Dependent on the deployed scheme, different blends of these benefits are realizable. In this respect, a comprehensive MIMO literature review, specifically taking into account the wireless domain, can be found in [5].

Current BB-PLC systems are all using carrier modulation, either based on conventional *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) [96] or on *Wavelet-OFDM* [97]. These carrier modulation schemes are flexible when it comes to implementing notching requirements as introduced in Section III and allow to deal with a frequency selective broadband channel with colored noise as a set of frequency flat fading narrowband channels/carriers, the condition being that the carrier spacing is small compared to the channel’s coherence bandwidth. Compared to conventional OFDM, Wavelet-OFDM has the advantage of lower spectral leakage which alleviates the implementation of notches [98]. On the other hand, the relatively high spectral leakage of conventional OFDM might be improved by Windowed-OFDM [99]. Under both options the data rate is adjusted to the carriers’ SINR. This adaptation requires in a broad sense *channel state in-*

formation (CSI) at the transmitter. Hence, all current BB-PLC systems are inherently *closed-loop*. As a consequence, and apart from special situations where CSI cannot be easily exploited, *e.g.* it is not yet obtained, it is too quickly outdated, or in a broadcast/multicast situation, pure open-loop tx diversity schemes make little sense. Hence, the following directly discards popular open-loop space-time and space-frequency diversity schemes like *space-time block codes* (STBCs) [100], and space-time Trellis codes (STTCs) [101], acknowledging, however, that their derivatives have been considered for MIMO PLC in [102]–[110]. A performance comparison of the famous STBC Alamouti scheme [100] and spatial multiplexing applied to MIMO PLC can be found in [11]. It is shown that the Alamouti scheme does not achieve the performance of spatial multiplexing.

Another important aspect - as already pointed out in the capacity evaluation - is that the obtainable SINR per carrier is generally high. This leads to frequent use of higher order modulation (*e.g.* up to 4096 *quadrature amplitude modulation* (QAM)), which are characterized through a less than linear SINR to throughput relation, *e.g.* a 3 dB SINR increase leads to less than twice the throughput. This loss in power efficiency for higher order QAM means however that lots can be gained through the deployment of MIMO signal processing schemes that target benefit (iii) *i.e.* the increase of simultaneous data streams [111]. Schemes that exploit benefit (iii) are generally referred to as *spatial multiplexing* and can be *open-loop*, like the famous *Bell Laboratories Layered Space-Time* (BLAST) scheme [112]. Combining benefit (iii) with *closed-loop* CSI one may additionally exploit benefit (i) and (ii) *i.e.* a reduction of SINR variance and an increase of SINR mean.

While all previous considerations deal with the benefits of MIMO signal processing for a single transmitter-receiver pair, MIMO can also be exploited to simultaneously transmit different data streams to different receivers which in the wireless world is known as *multi-user MIMO*. Multi-user MIMO for PLC systems is for example explored in [113]. It is found that only a marginal total throughput gain is achieved for the scenario of one transmitter sending to several receivers compared to single user MIMO. The main reason is the limited number of transmit ports (2 for the in-home scenario, see Section II) and the spatial correlation. However, a performance gain may be achieved for the distributed scenario of several transmitter-receiver pairs. Further, [114], [115], and [116] consider signal processing to enhance multi-user and multi-hop performance. The following however leaves multi-user aspects at a sideline, with the aim to provide a clear focus on current single user MIMO signal processing.

A. Received Signal Model

The following assumes a conventional OFDM system. Nevertheless, most of the MIMO signal processing considerations are equally applicable to Wavelet-OFDM. For simplicity, a frequency domain signal model is presented, not showing *inverse fast Fourier transform* (IFFT), nor *fast Fourier transform* (FFT) stages that constitute standard elements in any OFDM tx-rx chain. For brevity, the mathematical formulation does

not show any carrier index either. Instead, it is presented for an arbitrary individual carrier, bearing in mind that any real system would perform operations on a per carrier basis. Finally, for simplicity it is also assumed that the channel is time invariant during several OFDM symbol periods, this way avoiding specific mentioning of a symbol time index. Nevertheless, it should be noted that in a real world system channel variations, *e.g.* caused by connected loads such as switched power supplies or florescent lamps [117], may cause performance degradations if not accounted for.

The channel matrix \mathbf{H} , of dimension $N_R \times N_T$ includes not only the MIMO PLC channel but also the couplers and all band filters in the transmitter and receiver. The entries of the channel matrix \mathbf{H} use the measured MIMO PLC channels as introduced in Subsection II-C. Compared to *e.g.* the wireless channel which is sometimes modeled by independent fading coefficients in the channel matrix \mathbf{H} , the MIMO PLC channel matrix shows a rather high spatial correlation as outlined in Subsection II-C. The upper limit of spatial multiplexable and recoverable streams, N_{stream} , is determined by the rank of the channel matrix. For full-rank channels, one obtains $N_{stream} = \min(N_T, N_R)$. \mathbf{s} describes the $N_T \times 1$ symbol vector containing the symbols transmitted via the N_T transmit ports. The transmitted symbols, *i.e.* the elements of \mathbf{s} , have the average power $\frac{P_T}{N_T}$, where P_T is the total transmit power. \mathbf{r} represents the $N_R \times 1$ received vector observed over the N_R receive ports. Therewith the received signal model writes,

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} , \quad (1)$$

where \mathbf{n} is the $N_R \times 1$ noise vector. Its elements, the noise samples, are assumed to follow a zero mean Gaussian distribution with variance N_0 and are further assumed to be independent over receive ports. This can be achieved using appropriate whitening filters at the receiver. In addition, the transmitter may apply linear precoding, which can be integrated in the received signal model through,

$$\mathbf{s} = \mathbf{F}\mathbf{b} , \quad (2)$$

where \mathbf{b} is an $N_T \times 1$ symbol vector and \mathbf{F} is a $N_T \times N_T$ precoding matrix.

B. Linear Detection and SINR formulation

MIMO detection aims to recover the transmitted streams. Considering linear detection, described by the detection matrix \mathbf{W} , the equalized received vector can be written as,

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{W}\mathbf{r} \\ &= \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{W}\mathbf{n} . \end{aligned} \quad (3)$$

The simplest linear detection algorithm is known as *zero forcing* (ZF) [95], where the detection matrix \mathbf{W} is the pseudo inverse $[\cdot]^\dagger$ of the estimated channel matrix $\hat{\mathbf{H}}$, *i.e.* ,

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_{ZF} &= \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}\right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H \\ &= \hat{\mathbf{H}}^\dagger.\end{aligned}\quad (4)$$

Assuming perfect channel estimation, *i.e.* $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$, and applying \mathbf{W}_{ZF} in (3) results in,

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n} \\ &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n} \\ &= \mathbf{s} + \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n},\end{aligned}\quad (5)$$

which shows the design criterion. If the noise is zero, the transmit symbol vector is recovered and the co-channel interference is removed completely. However, if there is noise, the variance of $\mathbf{H}^\dagger \mathbf{n}$ might increase compared to the original variance of \mathbf{n} . The problem is commonly referred to as *noise enhancement*. Linear detection can be improved by the *minimum mean square error* (MMSE) receiver which trades off co-channel interference suppression and noise enhancement. The MMSE detection matrix is [95],

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} + \frac{N_T}{\rho} \mathbf{I}_{N_T}\right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H, \quad (6)$$

with \mathbf{I}_{N_T} an $N_T \times N_T$ identity matrix, and $\rho = \frac{P_T}{N_0}$ the ratio of the total transmit power P_T to the noise power N_0 .

Independent of the linear detection matrix realization, the SINR, Λ_p , of the streams $p = 1, \dots, N_{stream}$ is given by [95],

$$\Lambda_p = \frac{\left|[\mathbf{W}\mathbf{H}]_{pp}\right|^2}{\sum_{i=1, i \neq p}^{N_{stream}} \left|[\mathbf{W}\mathbf{H}]_{pi}\right|^2 + [\mathbf{W}\mathbf{W}^H]_{pp} \frac{N_T}{\rho}}, \quad (7)$$

where the notation $[\cdot]_{pi}$ indicates selection of the element in row p and column i .

Other methods like *successive interference cancellation* (SIC) [95], *maximum likelihood* (ML) detection [95], or fractionally spaced equalizers using MIMO biorthogonal partners [118] are not considered due to their increased implementation complexity. However, MIMO PLC using SIC is investigated, for example, in [71], [94].

C. Precoding and Power Allocation

If no precoding is applied, the spatial streams are transmitted directly via the transmit ports, *i.e.* $\mathbf{s} = \mathbf{b}$, in the following referred to as *spatial multiplexing* (SMX) without precoding. In this case no CSI is required for MIMO transmission. On the other hand, precoding at the transmitter is based on CSI. The optimum linear precoding matrix \mathbf{F} minimizes the *mean square error* (MSE) matrix $E\left\{(\mathbf{y} - \mathbf{b})(\mathbf{y} - \mathbf{b})^H\right\}$, where $E\{\cdot\}$ represents the expectation operation. To obtain it \mathbf{F} can be factored into two matrices \mathbf{V} and \mathbf{P} [119],

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}\mathbf{P}. \quad (8)$$

\mathbf{P} is a diagonal matrix, which describes the power allocation of the total transmit power to each of the transmit streams. \mathbf{V} is the right hand unitary matrix of the SVD of the channel matrix, *i.e.* $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$, \mathbf{U} is the left hand unitary matrix and \mathbf{D} is a diagonal matrix containing the singular values of the channel matrix.

Precoding by just the unitary matrix $\mathbf{F} = \mathbf{V}$ is often referred to as *unitary precoding* or *eigenbeamforming* (EBF) [120]. Since \mathbf{V} is a unitary matrix, the average signal power is not affected by this kind of precoding.

If only one spatial stream carries information, *i.e.* $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix}$, the precoding from (2) turns into,

$$\begin{aligned}\mathbf{s} &= \mathbf{V}\mathbf{b} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{v}_1 b_1,\end{aligned}\quad (9)$$

with \mathbf{v}_1 the first column of the precoding matrix \mathbf{V} . This one-stream beamforming is also called *spotbeamforming* (SBF). Even though only one logical stream carries information, both transmit ports are used since \mathbf{s} is a 2×1 vector for two transmit ports. Spotbeamforming might be used if only one receive port is available, *i.e.* in a *multiple input single output* (MISO) configuration, or if the receiver supports only the decoding of one stream. Also, in low SINR situations spotbeamforming improves the coverage.

Looking at the schemes making use of power allocation, one may note that there are basically two options: (i) to allocate the total transmit power across carriers and (ii) to allocate across the available MIMO streams. In case of PLC, option (i) is only realizable within the resolution bandwidth used for regulatory assessment, *i.e.* 9 kHz for frequencies below 30 MHz and 120 kHz for frequencies above [121]. Generally, EMC regulations impose a maximum PSD feeding level across the carriers, and shifting energy between carriers is only possible if carrier spacing is smaller than the resolution BW. Looking at option (ii), *waterfilling* delivers the optimum MIMO power allocation to maximize the system capacity for Gaussian distributed input signals [95]. However, if the input signals are taken from a finite set of QAM symbols, like it is the case for current BB-PLC systems (see Section V), waterfilling is not optimum. Instead, [122] derives the optimum power allocation for arbitrary input distributions, and for parallel channels corrupted by AWGN. Details on the algorithm termed *mercury waterfilling* may be found in [122], [123]. In the same line, [58], [94] derive a simplified/approximated mercury waterfilling algorithm, where only three power allocation coefficients, namely 0, 1 and $\sqrt{2}$, are used. If a stream's SINR would be insufficient to support the lowest bitloading, transmission is disabled and its power is used to boost the co-stream, resulting in a 3 dB SINR gain of the remaining

stream. If, however, both streams are capable to support at least the lowest bitloading constellation, tx power is equally allocated to both streams. This simplified power allocation scheme does not require any additional feedback as the power allocation decisions may be based on the bitloading requests already obtained from the receiver. Performance of the scheme is analyzed in [94], where it is shown to be close to optimum.

D. Performance Results

To investigate the potential of the different MIMO schemes, linear receiver strategies, and power allocation options, an OFDM MIMO system simulation is set up making use of the ETSI STF 410 channel measurements in a parametric-deterministic approach. The simulator uses 1296 carriers over the frequency range from 4 to 30 MHz. Each carrier is adaptively loaded with QAM symbols of 0 to 12 bit, where bitloading thresholds are adjusted to achieve an uncoded *bit error rate* (BER) of 10^{-3} . An additional *forward error correction* (FEC) code [124] might easily reduce this BER. The achieved raw bitrate is obtained as the sum of the number of bits assigned to all carriers divided by the OFDM symbol length. ‘Raw bitrate’ indicates that guard interval length, training data or FEC overhead are not considered. For simplicity, noise is modeled as AWGN, uncorrelated over the rx ports and with equal noise power on all ports. The transmit power to noise power level is artificially set to $\rho = 65$ dB. This value corresponds to a transmit power spectral density of -55 dBm/Hz and an average noise power spectral density of -120 dBm/Hz. The example of $\rho = 44$ dB (PSD = -72 dBm/Hz) is provided as well to highlight the impact of low SINR channels. Impulsive noise is not considered. In the case of MIMO, the two feeding ports D1 and D3 (*i.e.* L-N and L-PE, see Section II-B) and all four receive ports (S1, S2, S3, S4) are used. In case of SISO the D1 (L-N) port is used at the transmitter and the S1 port (L) at the receiver. It was observed that using the S2 (N) tx port instead yields the same average performance. The corresponding SINR is calculated based on the channel matrix of each subcarrier as indicated in (7) assuming perfect rx channel knowledge. Performance results are displayed in Figure 7.

Looking at Figure 7 (a) it is found that 2×4 SMX without precoding paired with ZF-detection performs about the same or even worse than SISO for most channels and bitrates up to about 40 Mbit/s. The high correlation of the power line channels results in high values of the detection matrix entries, leading to an amplification of the noise. This effect is mitigated using MMSE detection. Further, 2×4 *eigenbeamforming* (EBF) with ZF-detection achieves the highest bitrate of the investigated schemes. Its gain over SISO is highest for the low bitrate region of Figure 7 (a), *i.e.* for channels with high attenuation. Looking at Figure 7 (b), it is found that 2×4 SMX without precoding paired with ZF-detection now outperforms SISO in contrast to the case presented in Figure 7 (a). Since the SINR is higher, the noise enhancement of the ZF-detection is in this case not that severe. For the same reason, the gain of MMSE over ZF becomes smaller. Looking at the low probability values in Figure 7 (b), one can observe

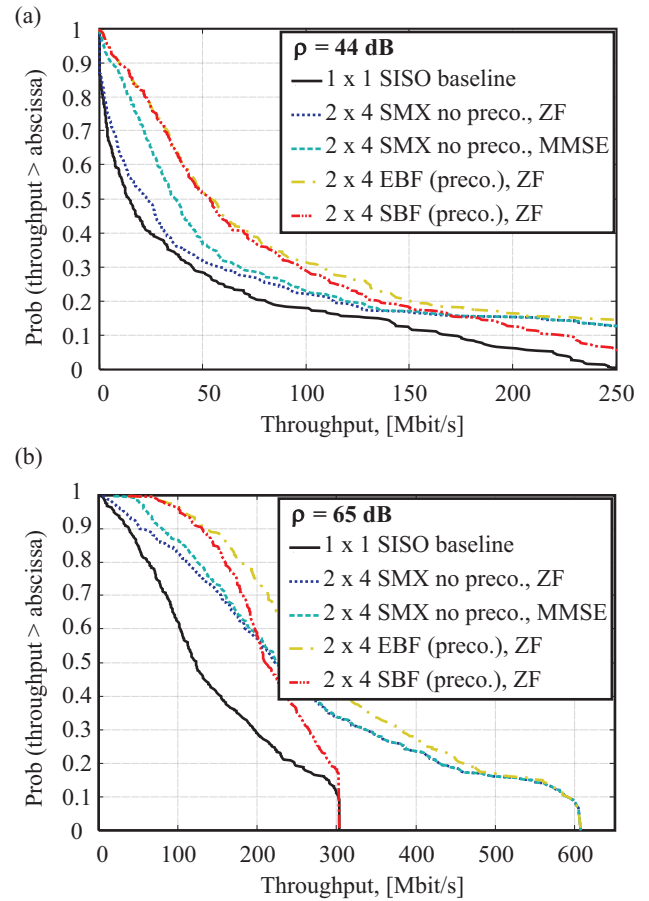


Fig. 7. Complementary cumulative distribution function (C-CDF) of the bitrate for different MIMO schemes. $N_T = 2$, $N_R = 4$ besides in SISO case. (a) $\rho = 44$ dB. (b) $\rho = 65$ dB. In both cases using mercury waterfilling power allocation.

that 1-stream *spotbeamforming* (SBF) approaches the SISO performance, since no spatial multiplexing gain is achieved with only one spatial stream. Similarly, spatial multiplexing without precoding approaches the same performance as eigenbeamforming for very good channel conditions.

Looking at median values, eigenbeamforming performs best (gain compared to SISO of factor 2.2 for $\rho = 65$ dB) followed by the simpler SMX scheme without precoding (gain compared to SISO of factor 1.8 for $\rho = 65$ dB).

It may be concluded that eigenbeamforming is the best choice for MIMO PLC since the full spatial diversity gain is achieved for highly attenuated channels and maximum multiplexing gain is achieved for channels with low attenuation by utilizing all spatial streams. Spatial correlation of the transmit signals may cause higher radiated emission of the power lines. However, the unitary precoding matrix of eigenbeamforming does not introduce any correlation of the transmit signals if the two streams before precoding are uncorrelated [94]. Beamforming in general offers flexibility with respect to the receiver configuration. Only one spatial stream may be activated by the transmitter, *i.e.* spotbeamforming, if only one receive port is available. This might be the case if the outlet is not equipped with the 3rd wire or if a simplified receiver implementation is used which supports only one spatial stream.

Since beamforming aims to exploit the strongest channel eigenmode the performance loss of not utilizing the second stream is relatively small compared to the spatial multiplexing schemes without precoding. This is especially true for highly attenuated and correlated channels, where the second stream could carry only small amounts of information (see the high coverage area in Figure 7).

Again, these results have to be taken with a bit of care, as hardware and real world imperfections have been ignored in these simulations but will be addressed in the following.

E. Hardware Implementation Aspects

Looking at real world implementations, there is a broad variety of steps that become significantly more complicated when going from a SISO to a MIMO system. For example, as building blocks for the detection matrix introduced in (3), a minimum of four channels have to be estimated, which requires modification of preamble and training symbols. At least two adaptive gain control stages have to be settled at the receiver. In addition, extending the operating range towards lower SINRs demands that stages like *preamble detection* or *synchronization* increase their performance with respect to their SISO counterparts. To test real world hardware constraints, a MIMO demonstrator was build, allowing up to 2×4 MIMO systems with on-the-fly control of eigen- and spotbeamforming [94], [125], [126].

One key step is received symbol estimation, which requires rx-filters - potentially based on the columns of the detection matrix from (3) - to be applied to the received signal vector \mathbf{r} . In case of precoding at the transmitter, ZF detection may be sufficient since in case of optimum beamforming, ZF and MMSE detection yield the same performance [94]. In case of two transmit ports, the calculation of the ZF detection matrix, as given in (4), involves a 2×2 matrix inversion. Although a closed-form solution exists, the direct calculation may not be the best hardware implementation approach. A fixed-point implementation of the direct approach faces numerical problems. Especially, the calculation of the determinant of $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ may be problematic for correlated channels. Calculations of “square products” of the form $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ should also be avoided as the word width of the multiplication output is doubled compared to the input word width. Additionally, many hardware consuming calculations are required. These drawbacks motivate the use of an alternative implementation based on the *QR decomposition* [127]. Benefits are improved numerical stability and straight forward parallelization [128], [129]. Hence, a QR decomposition based method has been implemented in the hardware demonstrator [94].

Further, in case of beamforming, the transmitter needs knowledge about the precoding matrix \mathbf{V} . This may be derived by means of the SVD from the channel matrix \mathbf{H} . Typically, only the receiver has knowledge about the channel matrix and therefore the precoding matrix \mathbf{V} has to be fed back to the transmitter. Quantization is applied to reduce feedback overhead. \mathbf{V} is a unitary matrix, i.e. $\mathbf{V}^{-1} = \mathbf{V}^H$. Hence, its columns \mathbf{v}_i ($i = 1, \dots, N_T$) are orthonormal and phase invariant [127]. This means, multiplying each column vector by

an arbitrary phase rotation results in another valid precoding. This allows to represent the complex 2×2 matrix \mathbf{V} by only the two angles ϕ and ψ

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi \\ -e^{j\phi} \sin \psi & e^{j\phi} \cos \psi \end{bmatrix}, \quad (10)$$

where the range of ϕ and ψ to represent all possible beamforming matrices is $0 \leq \psi \leq \pi/2$ and $-\pi \leq \phi \leq \pi$. Quantization of \mathbf{V} may be achieved by directly quantizing ϕ and ψ or via a codebook which contains a set of pre-defined precoding matrices. The amount of feedback can be reduced further by exploiting the correlation between neighboring subcarriers [130]–[132]. Here, two main approaches are commonly reported: *clustering* and *interpolation*. For clustering, groups of subcarriers are assigned to the same precoding matrix while for interpolation, the precoding matrix is determined only for certain subcarriers and the precoding matrices for the remaining subcarriers are interpolated. Investigations on precoding quantization may be found in [58], [94].

The hardware demonstrator allows the performance comparisons of different MIMO configurations (spatial multiplexing without precoding, eigenbeamforming, spotbeamforming, SISO) and the influence of system parameters like the number of receive ports. Also, different channel and noise conditions may be examined by monitoring several system parameters, including the bitrate, the BER, adaptive modulation and channel estimation results. The demonstrator was tested under real channel conditions in a variety of buildings. For example, to assess the available throughput, adaptive modulation was adjusted to an error-free transmission. The throughput was then compared for SISO and 2×4 MIMO transmission. One of the main findings was that the performance results indicated in Figure 7, could largely be confirmed. Besides, the demonstrator was used to support the standardization work that lead to the HomePlug AV2 specification.

V. MIMO IN CURRENT PLC SYSTEMS

A. ITU-T G.hn

The ITU-T G.hn standards belong to the “G” family specifying “Transmission systems and media, digital systems and networks”. The acronym “hn” stands for *home networking* and was an intermediate name used in the early stages of standard development. Based on this legacy, the term G.hn is still commonly used to refer to the family of standards G.9960 to G.9964. ITU-T G.hn is not only applicable to power lines but also to phone lines and coaxial cables, therewith for the first time defining a single standard for all major wireline communications media. In 2009, the PHY layer and the overall architecture were approved as ITU-T Recommendation G.9960 [16]. The *Data Link Layer* (DLL) Recommendation G.9961 [17] was approved in June, 2010. Finally, a MIMO transceiver extension G.9963 [20] and a power spectral density specification G.9964 [133] were approved in December, 2011. The MIMO extension includes spatial multiplexing without precoding, as well as eigen- and spotbeamforming.

Other related Recommendations are G.9961 Amendment 1 [134], which contains a mechanism for mitigating interferences between neighboring G.hn domains and Recommendation G.9972 [135], which deals with coexistence mechanism for wireline home networking transceivers. Turning to the higher layers, Recommendation G.9970 [136] describing a “generic architecture for home networks and their interfaces to the operators’ broadband access networks” deserves to be mentioned.

To promote the ITU-T G.hn standard, and to address certification and interoperability issues, the *HomeGrid Forum* was founded [137]. It certified the first G.hn chipset in December 2012.

B. IEEE 1901 and its HomePlug AV2 Extension

Simultaneous to ITU-T G.hn developments, IEEE P1901 [138] was working on the “*Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications*” [19]. It covers the aspects access, in-home, as well as coexistence of access-in-home and in-home-in-home networks and the official IEEE Std 1901-2010 was published in December 2010. To assure a broad industrial backing, two optional PHY technologies, namely *FFT-PHY* (based on HomePlug AV) and *Wavelet-PHY* (based on HD-PLC) were included. The two resulting PHY layers are not interoperable, but a mandatory *Inter-System Protocol* (ISP) assures their coexistence.

The HomePlug Powerline Alliance [139] serves as the certifying body for IEEE 1901 FFT-PHY compliant products, whereas the HD-PLC Alliance serves as the certifying body for IEEE 1901 Wavelet-PHY compliant products.

While IEEE 1901 Wavelet-PHY/HD-PLC is presently mainly used on the Japanese market, IEEE 1901 FFT-PHY/HomePlug AV is used in many countries around the globe, with products of the HomePlug family currently possibly being the most deployed BB-PLC technology worldwide. In analogy to the introduction of MIMO to ITU-T G.hn, the HomePlug Powerline Alliance introduced the HomePlug AV2 specification in January 2012. It includes features like MIMO with and without precoding, an extended frequency range of up to 86 MHz, efficient notching, several transmit power optimization techniques, 4096-QAM, power save modes, short delimiter and delayed acknowledgement. Together these features are boosting the maximum PHY rate to around 2 Gbit/s. Further, to cover multiple home networking media under one umbrella, IEEE P1905.1 devised a “*Standard for a Convergent Digital Home Network for Heterogeneous Technologies*” [2], [140]. It defines an abstraction layer for multiple home networking technologies like IEEE 1901, IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.3 (Ethernet) and MoCA 1.1 (coax cable) and is extendable to work with other home networking technologies.

C. HomePlug AV2 and ITU-T G.hn Comparison

HomePlug AV2 uses the band from 2 MHz up to 86 MHz with services above 30 MHz being optional (the stop frequency can be negotiated between modems). ITU-T G.hn (G.9960/G.9961) operates from 2 MHz up to 100 MHz using

TABLE IV
COMPARISON OF MIMO SCHEMES DEVELOPED IN ITU-T G.9963 AND HOMEPLUG AV2.

Item	ITU-T G.9963	HomePlug AV2
MIMO modes	Tx selection Spatial multiplexing without precoding Eigenbeamforming Spotbeamforming	Tx selection Spatial multiplexing without precoding Eigenbeamforming Spotbeamforming
Beamforming feedback in bits for ϕ and ψ	4; 4 or 8; 8	7; 5
Beamforming carrier grouping	Clustering with variable cluster size	Interpolation with variable pilot spacing
Stream power allocation	On subcarrier basis, power of non-utilized stream allocated to remaining stream	On subcarrier basis, power of non-utilized stream allocated to remaining stream

bandwidth scalability, with three distinct and interoperable bands defined as 2-25 MHz, 2-50 MHz, and 2-100 MHz. The architectures defined by HomePlug AV2 and ITU-T G.hn (G.9960/G.9961) are similar in several aspects. In ITU-T G.hn one refers to a sub-network as *Domain*. Operation and communication is organized by the *Domain Master* who communicates with various *Nodes*. Similarly, the sub-network in HomePlug AV2 is referred to as *Basic Service Set* (BSS). The equivalent to the domain master is the *BSS Manager*, which connects to so-called *Stations*.

Even if many features appear to be individually developed by ITU-T and IEEE/HomePlug, several are actually identical. The fact that ITU-T G.hn and HomePlug AV2 largely agree on channel coherence time, coherence bandwidth, guard interval, roll-off window timings, *etc.* shows that the BB-PLC channel is analyzed similarly and that channel difference for comparable topologies are not very different around the globe. Similarities continue with PHY-frame header settings making use of QPSK, FEC coderate 1/2, and repetition codes. The segmentation process of embedding the application data into PLC convenient packets is similar and data is in both cases encrypted using AES-128 [141]. The MAC cycle or Beacon period is selected to be 2 AC line cycles. The bit-loading of carriers can be line cycle dependent, and immediate, as well as delayed acknowledgments are possible.

Turning specifically to the MIMO processing options, a comparison of the schemes adopted in the specifications ITU.G9963 and HomePlug AV2 is provided in Table IV. Identically to the HomePlug AV2 specification the ITU Recommendation standardizes the format of the feedback information coming from the receiver on how the precoding angles have to be set at the transmitter. One may note that ITU-T G.9963 and HomePlug AV2 support tx selection diversity, spatial multiplexing without precoding, eigenbeamforming (also referred to as spatial multiplexing with precoding) and spotbeamforming. The option of transmitting only one spatial stream ensures compatibility to SISO transmission. Power allocation on a subcarrier basis among MIMO streams is realized by simply adding 3 dB if the other tx stream is not used. Some minor differences may be noted in the quantization of the beamforming matrix as detailed in Table IV. HomePlug AV2 uses

the definition of (10) for the precoding matrix quantization, while ITU-T G.hn introduces the concept of *tx port mapping* (TPM) with a 2×2 TPM matrix. The corresponding ITU-T G.hn implementation of (10) is called TPM#5 and is defined as [20], [142],

$$TPM \#5 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\varphi} \cos \theta & -e^{j\varphi} \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (11)$$

where $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$; $0 \leq \varphi < 2\pi$. This precoding matrix is identical to the matrix specified in IEEE 802.11n [7]. Note that on the first sight the definition of the unitary precoding matrix as selected by ITU-T G.hn in (11) appears different from the definition selected by HomePlug AV2 as given in (10). However, there are many possible definitions of unitary 2×2 matrices described by two rotation angles and both can be easily transformed from one to another. Besides, while the normalization factor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ is explicitly included in (11), this factor is included via the power allocation and not via the unitary precoding definition of (10) for HomePlug AV2. The carriers' precoding information may be *grouped* in ITU-T G.hn while HomePlug AV2 may interpolate the precoding matrix based on pilot carriers. The group size and pilot spacing are variable in order to balance performance and memory requirements.

With all these communalities, differences are that ITU-T G.hn supports multicast transmissions, *i.e.* transmitting to multiple nodes using a common *bit allocation table* (BAT), while HomePlug AV2 does not. Nevertheless, HomePlug AV2 implements the option of a short delimiter, *i.e.* data and pilot carriers in preamble and frame control, an option not implemented by ITU-T G.hn.

Modulation and FEC coding of both MIMO PLC standards is kept identical to their SISO predecessors in order to maintain backward compatibility. In the case of eigenbeamforming the payload bits are independently quadrature amplitude modulated on both streams in an adaptive manner, where the available SINR per stream and carrier defines the amount of payload for each carrier. The allowed constellations vary from 1 bit per OFDM carrier up to 12 bits. However, two very different FECs, *i.e.* *low-density parity-check code* (LDPC) in ITU-T G.hn and Turbo Code in HomePlug AV2, are chosen - see [143] for a comparative analysis. This makes it more difficult (or costly) to implement both standards in a single chip, as the FEC part is up to the present day a non-negligible space factor when manufacturing wafers. Nevertheless, dual mode devices have already started to appear on the market.

VI. MIMO PLC RESEARCH CHALLENGES

Although many aspects of MIMO PLC, especially those focusing on point-to-point (single user) MIMO, have already been investigated as outlined in the previous sections, challenges remain in order to fully understand the physics of MIMO transmission and optimally exploit this technology for a wide scope of applications. Working the way up from the physical layer, one may categorize MIMO PLC research challenges as:

- Channel and noise characterization and modelling

- Channel and noise emulation
- Multi-user MIMO signal processing and Precoding
- EMC and cognitive methods
- Cooperation, relaying and network coding

Each of these categories is discussed in more detail in the following subsections.

A. Channel and Noise Characterization and Modelling

Apart from the characterization of the propagation channel and noise in Section II-C and Section II-D, further investigation is required to efficiently exploit the physics of MIMO transmission in a plurality of scenarios:

Future research with respect to the *in-home* scenarios should focus on the cyclic temporal variations of the MIMO channel conditions, in order to complement the findings already established for SISO channels [144]. Further, recent research results introduce the correlation of the colored background noise at different ports [145], as well as the occurrence of impulsive perturbations [146]. However, comprehensive multiport noise models are still missing, and an even better understanding of the correlation properties of the noise received at different ports would help designers in developing efficient noise mitigation techniques. Additional system impairments, such as the self-interference caused by undersized guard intervals [147], also need precise modelling to achieve practical throughput computations.

When turning to *outdoor* and *access* scenarios, that play an increasingly important role in emerging *advanced metering infrastructure* (AMI) and Smart Grid applications, modelling the effects of transformers (see for example [148]), re-closers, capacitor banks, and different country specific multi-phase wiring practices are interesting points for further study. Also from a practical point of view, bringing down the equipment and installation costs of especially MV and HV couplers is interesting. Moreover, to treat multi-user MIMO aspects, as well as issues related to cooperation, relaying and network coding (addressed in Subsection VI-E), the correlation (self-similarity) between channels and noise events towards different users within the same PLC network is worth further exploration.

With the desire to make e-mobility a reality, there is also an increased interest to characterize MIMO PLC channels in electric vehicles, so-called *vehicle power line communications* (VPLC). Although measurement results start to be available [149], [150] in some cases even up to cell-wise monitoring of battery states [151], published results aiming specifically at MIMO PLC are still scarce and further work is necessary.

B. Channel and Noise Emulation

Besides characterization, testing PLC modems in realistic yet reproducible conditions is a major issue that requires hardware emulators. The real time constraint of such equipment raises issues related to the analog-to-digital and digital-to-analog conversion capabilities, as well as complexity issues related to the digital implementation of the channel and noise filters. The design of couplers avoiding uncontrolled (parasitic) propagation paths also represents an interesting challenge. In

this line [152] presents a SISO narrowband channel emulator and a comprehensive broadband channel emulator including MIMO capabilities and cyclo-stationary behaviour is described in [153].

C. Multi-user Signal Processing and Precoding

In terms of signal processing, current research primarily focuses on increasing the available single user MIMO throughput or coverage. Adding the constraint of minimizing the undesired electromagnetic radiation and potential interference to neighbors or other equipment opens interesting fields of investigation and first insight on *smart beamforming*, *time reversal* and *advanced linear precoding* techniques can, for example, be found in [154]–[156], respectively.

Apart, through multi-user (multipoint) spatial division multiplexing the system throughput might be increased at the cost of higher coordination overhead and complexity. First result can, for example, be found in [113], where it is shown that the limited number of ports and the high spatial correlation are challenging issues. Nevertheless, spatial division multiplexing, and interference suppression to and from neighboring links are interesting research areas especially for densely populated PLC networks.

D. EMC and Cognitive Methods

Cognitive PLC was standardized by EN50561-1 [86] solving the interference issues towards *high frequency* (HF) radio broadcast in the time, frequency, and location domain. With broadband PLC moving to higher frequencies, interferences between power lines and digital subscriber lines (and especially to G.fast, the new digital subscriber line standard developed by ITU-T [157], [158]) becomes more likely and practical interference cancellation implementations are interesting areas of ongoing development.

Generally, cognitive and active EMI mitigation scenarios have the potential to revolutionize today's EMC standardization landscape. Instead of the traditional specification of permanent immunity and emission thresholds, future systems are likely to adapt to their environments and interesting regulation work is ongoing to specify the interference mitigation techniques in order to be reproducible by EMC testing houses.

E. Cooperation, Relaying and Network Coding

Finally, cooperation and relaying have emerged as promising techniques in the wireless world [159], [160]. Moving towards larger PLC networks, *e.g.* outdoor and access networks and distributed PLC systems to support the Smart Grid, cooperative techniques have been specifically addressed in [115], [116], [161]–[163]. Combining these schemes with multi-user MIMO processing bears interesting research challenges, not only from an information theory and algorithmic point of view but also considering implementation complexity where significant problems with respect to pipelining, memory requirements, and processing delays have to be dealt with. It is, hence, expected to see first cost-effective real world implementations to emerge in narrowband PLC systems and

standards. Additionally, as processing capabilities increase, cooperative technologies might very well find their way into broadband MIMO PLC mass market.

VII. CONCLUSION

This article presented the application of MIMO processing to power line communication, by investigating many relevant aspects of this technology: network topologies and coupling methods, channel and noise characterization, EMC regulation, MIMO capacity and signal processing, hardware implementation aspects, and current standardization efforts. While various high, medium and low voltage PLC topologies were introduced, the focus was on low voltage in-home power line topologies. Usage of MIMO techniques over in-home topologies is possible because a protective earth wire is present in all outlets in China and the Commonwealth of Nations, at most outlets in Western countries and only at very few outlets in Japan and Russia. A first lesson learned is that the coupling functionality is key to exploit multiple ports in a multi-wire transmission line. At the transmitter, only two simultaneous differential mode signals can be injected, in order to minimize radiated signals, and to comply with Kirchhoff's law. At the receiver, the three available differential mode signals and the common mode signal can improve the overall performance. While the general concept of MIMO transmission is similar in the wireless and in the PLC context, the power line environment bears its own specificity that needs to be taken into account when designing MIMO systems. From the propagation channel perspective, the sub-channels formed by the Line, Neutral and Protective Earth wires can present a high degree of correlation. However, this drawback is compensated by the large values of SINR generally observed in in-home PLC systems. As a result, the application of MIMO processing to in-home PLC provides significant capacity gains in the order of 2 to 2.5.

Broadband propagation characteristics were experimentally investigated in the framework of a large scale MIMO PLC measurement campaign carried out by ETSI Specialist Task Force 410. Additionally, a broad range of relevant literature was reviewed. It was found that the median channel attenuation is 53 dB with a low pass behavior characterized by an attenuation of 0.2 dB/MHz. Investigation of the noise characteristics indicated a complex noise structure, with a non-AWGN background noise and impulsive noise events occurring at different scales requiring, for example, the implementation of a noise whitening filter at the receiver. Other aspects of PLC noise seem interesting, for instance, the generally larger noise correlation over receive ports leading to an increased capacity.

The paper reviewed the current EMC limits in the EU, the US and Japan and provided recommendations regarding future MIMO specific EMC regulations. The allowed tx power along with the channel attenuation and noise characteristics set the scene to develop the digital communication techniques efficiently exploiting the MIMO feature. From the signal processing point of view, PLC MIMO is similar to its wireless counterpart. However, one key difference is noteworthy: PLC systems are essentially closed-loop, as CSI is required at the

transmitter to load different constellations on different carriers. Therefore, popular open-loop tx diversity schemes such as Alamouti space-time block coding are sub-optimal and are generally not selected in the PLC context. In addition, because of the generally high SINR operating points, multiplexing schemes and not pure mean gain or diversity oriented schemes are needed to achieve interesting MIMO gains. System simulations revealed that the highest bitrates are achieved using eigenbeamforming techniques also referred to as precoded spatial multiplexing.

Further, the paper presents a hardware simulator that was built to test MIMO configurations as well as signal processing options on-the-fly. Overall, a throughput gain by a factor of two is possible. Clearly, permissible receiver cost and complexity might restrict these options in real world commercial implementations. Despite increased implementation complexity, MIMO signal processing has become an integral part of present day broadband PLC systems, namely of international standard ITU-T G.hn (specifically in G.9963) and of specification HomePlug AV2, which is fully backward compatible with IEEE 1901. Both include options for spatial multiplexing with and without precoding. Commercial MIMO hardware solutions are starting to become available and it is expected that the addition of MIMO signal processing will become a key factor to boost user satisfaction when connecting their digital homes.

VIII. ACKNOWLEDGEMENTS

This survey of MIMO PLC has become possible as the authors are also the editors of the book “MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing” [164] from which material has been included in this article with friendly permission of the copyright holder CRC Press, Taylor and Francis Group, LLC. The work has been financially supported by the *Spanish Ministry of Science and Innovation* (MICINN)/ *Spanish Ministry of Economy and Competitiveness* (MINECO) through the Program INNCORPORA-Torres Quevedo 2011 and the European Social Fund. Much gratitude also goes to ETSI, the experts participating in STF 410 and all volunteers supporting the MIMO PLC field measurements. Special thanks also goes to the IEEE Commun. Surveys & Tut. editor in chief and the anonymous reviewers for their support and valuable comments. Finally, thanks to the BreezeSolve team for editorial support.

REFERENCES

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, ser. Prentice Hall Communication Engineering and Emerging Technologies Series. Upper Saddle River, New Jersey, USA: Prentice Hall, 1999.
- [2] E. G. Cohen, D. Ho, B. P. Mohanty, and P. R. Rajkotia, “IEEE 1905.1: Convergent digital home networking,” in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 15.
- [3] H. C. Ferreira, L. Lampe, J. Newbury, and T. G. Swart, Eds., *Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines*. John Wiley and Sons, June 2010.
- [4] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, no. 6, pp. 311–335, 1998.
- [5] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. Gerstacker, and P. Hoeher, “Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey,” *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 87–105, 2009.
- [6] H. Huang, C. B. Papadias, and S. Venkatesan, *MIMO Communication for Cellular Networks (Information Technology: Transmission, Processing and Storage)*. Springer, November 18 2011, no. 2012 edition.
- [7] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Standards Association, “Local and metropolitan area networks - Specific requirements - Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications Amendment 5: Enhancements for higher throughput,” IEEE Standard for Information technology, 2009.
- [8] B. Lee, J. M. Cioffi, S. Jagannathan, and M. Mohseni, “Gigabit DSL,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 9, pp. 1689–1692, September 2007.
- [9] W. Xu, C. Schroeder, and P. A. Hoeher, “A stochastic MIMO model for far-end crosstalk in VDSL cable binders,” in *International Conference on Communications (ICC)*, Dresden, Germany, June 2009.
- [10] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley and Sons, 1994.
- [11] L. Stadelmeier, D. Schill, A. Schwager, D. Schneider, and J. Speidel, “MIMO for inhome power line communications,” in *7th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, Ulm, Germany, January 2008.
- [12] European Telecommunication Standards Institute (ETSI), “Powerline Telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 1: Measurement Methods of MIMO PLT,” February 2012. [Online]. Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/10156201/01.03.01_60/tr_10156201v010301p.pdf
- [13] —, “Powerline telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 2: Setup and statistical results of MIMO PLT EMI measurements,” October 2012. [Online]. Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/10156202/01.03.01_60/tr_10156202v010301p.pdf
- [14] —, “Powerline telecommunications (PLT); MIMO PLT; Part 3: Setup and statistical results of MIMO PLT channel and noise measurements,” February 2012. [Online]. Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/10156203/01.01.01_60/tr_10156203v010101p.pdf
- [15] V. Oksman and S. Galli, “G.hn: The new ITU-T home networking standard,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 10, pp. 138 – 145, Oct. 2009.
- [16] International Telecommunications Union (ITU), “ITU-T Recommendation G.9960, Unified high-speed wire-line based home networking transceivers - Foundation,” August 2009.
- [17] —, “ITU-T Recommendation G.9961, Data link layer (DLL) for unified high-speed wire-line based home networking transceivers,” June 2010. [Online]. Available: http://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9961-201006-1!!PDF-E&type=items
- [18] S. Galli and O. Logvinov, “Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications Within the IEEE,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 7, pp. 64–71, Jul. 2008.
- [19] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Standards Association, P1901 working group, “IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specification,” December 2010, <http://standards.ieee.org/findstds/standard/1901-2010.html>.
- [20] International Telecommunications Union (ITU), “ITU-T Recommendation G.9963, Unified high-speed wire-line based home networking transceivers - Multiple Input/Multiple Output (MIMO),” September 2011, (ex G.hn-MIMO).
- [21] HomePlug Powerline Alliance, “HomePlug AV specification version 2.0,” January 2012.
- [22] L. Yonge, J. Abad, K. Afkhamie, L. Guerrieri, S. Katar, H. Lioe, P. Pagani, R. Riva, D. M. Schneider, and A. Schwager, “HomePlug AV2: Next-generation broadband over power line,” in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 14, pp. 391–426.
- [23] IEEE Communication Society, “Best readings in power line communications,” Web portal [<http://www.comsoc.org/best-readings>, accessed April 2011].
- [24] H. Hrasnica, A. Haidine, and L. Ralf, *Broadband Powerline Communications*. John Wiley and Sons, 2004.

- [25] R. Pighi and R. Raheli, "On multicarrier signal transmission for high-voltage power lines," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Vancouver, Canada, April 2005.
- [26] D. Hyun and Y. Lee, "A study on the compound communication network over the high voltage power line for distribution automation system," in *International Conference on Information Security and Assurance (ISA)*, Busan, Korea, April 2008, pp. 410–414.
- [27] R. Aquilu, I. G. J. Pijoan, and G. Sanchez, "High-voltage multicarrier spread-spectrum system field test," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1112–1121, July 2009.
- [28] N. Strandberg and N. Sadan, "HV-BPL phase 2 field test report," U.S. Dept. of Energy, Tech. Rep. DOE/NETL-2009/1388, 2009, [http://www.netl.doe.gov/smartgrid/referenceshelf/reports/HV-BPL_Final_Report.pdf, accessed December 2010].
- [29] P. Wouters, P. van der Wielen, J. Veen, P. Wagenaars, and E. Steennis, "Effect of cable load impedance on coupling schemes for MV power line communication," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 638–645, April 2005.
- [30] R. Benato and R. Caldon, "Application of PLC for the control and the protection of future distribution networks," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Pisa, Italy, March 2007.
- [31] A. Cataliotti, A. Daidone, and G. Tiné, "Power line communication in medium voltage systems: Characterization of MV cables," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 4, pp. 1896–1902, October 2008.
- [32] N. Pine and S. Choe, "Modified multipath model for broadband MIMO power line communications," in *IEEE Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications*, Beijing, China, April 2012.
- [33] G. Held, *Understanding broadband over power line*. CRC Press, 2006.
- [34] P. Sobotka, R. Taylor, and K. Iniewski, "Broadband over power line communications: Home networking, broadband access, and smart power grids," in *Internet Networks: Wired, Wireless, and Optical Technologies*, ser. Devices, Circuits, and Systems, K. Iniewski, Ed. USA: CRC Press, December 2009, ch. 8.
- [35] N. González-Prelcic, C. Mosquera, N. Degara, and A. Currais, "A channel model for the Galician low voltage mains network," in *International Symposium on Power Line Communications (ISPLC)*, Malmö, Sweden, March 2001, pp. 365–370.
- [36] M. Zimmermann and K. Dostert, "A multipath model for the powerline channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, April 2002.
- [37] M. Babic, M. Hagenau, K. Dostert, and J. Bausch, "Theoretical postulation of PLC channel model," The OPERA Consortium, IST Integrated Project Deliverable D4v2.0, March 2005.
- [38] H. Liu, J. Song, B. Zhao, and X. Li, "Channel study for medium-voltage power networks," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications (ISPLC)*, Orlando, USA, March 2006, pp. 245–250.
- [39] H. Philipps, "Performance measurements of powerline channels at high frequencies," in *International Symposium in Power Line Communication*, Tokyo, Japan, March 1998, pp. 229–237.
- [40] D. Liu, E. Flint, B. Gaucher, and Y. Kwark, "Wide band AC power line characterization," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 1087–1097, 1999.
- [41] H. Philipps, "Hausinterne Stromversorgungsnetze als übertragungswege für hochratige digitale Signale," Dissertation, Technical University Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, Braunschweig, Germany, 2002.
- [42] T. Esmailian, F. R. Kschischang, and P. G. Gulak, "In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble," *International Journal of Communication Systems*, vol. 16, pp. 381–400, 2003.
- [43] ETSI Technical Committee PowerLine Telecommunication (PLT), "PowerLine Telecommunications (PLT); Hidden Node review and statistical analysis," Technical Report TR 102 269 V1.1.1, December 2003.
- [44] A. Schwager, L. Stadelmeier, and M. Zumkeller, "Potential of broadband power line home networking," in *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, January 2005, pp. 359–363.
- [45] International Electrotechnical Commission, (IEC), "Power line communication system or power utility applications - Part 1: Planning of analog and digital power line carrier systems operating over EHV/HV/MV electricity grids," September 2012.
- [46] ETSI Technical Committee PowerLine Telecommunication (PLT), "PowerLine Telecommunication (PLT); Basic data relating to LVND measurements in the 3 MHz to 100 MHz frequency range," Technical Report TR 102 370 V1.1.1, November 2004. [Online]. Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102300_102399/102370/01.01.01_60/
- [47] European Telecommunication Standards Institute (ETSI), "Powerline Telecommunications (PLT); MIMO PLT Universal Coupler, Operating Instructions - Description," May 2011. [Online]. Available: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101500_101599/101562/01.01.01_60/tr_101562v010101p.pdf
- [48] A. Schwager, "Powerline communications: Significant technologies to become ready for integration," Dissertation, Universität Duisburg-Essen, Fakultät für Ingenieurwissenschaften, Duisburg-Essen, Germany, 2010. [Online]. Available: http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DocumentServlet/24381/Schwager_Andreas_Diss.pdf
- [49] T. Banwell and S. Galli, "A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part I: Circuit analysis and companion model," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 655–663, April 2005.
- [50] M. Ishihara, D. Umehara, and Y. Morihiro, "The correlation between radiated emissions and power line network components on indoor power line communications," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Orlando, USA, 2006, pp. 314–318.
- [51] E. Biglieri, "Coding and modulation for a horrible channel," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 5, pp. 92–98, May 2003.
- [52] T. Esmailian, F. R. Kschischang, and P. G. Gulak, "An in-building power line channel simulator," in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Athens, Greece, March 2002.
- [53] F. J. Cañete, J. A. Cortés, L. Díez, and J. T. Entrambasaguas, "Modeling and evaluation of the indoor power line transmission medium," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 4, pp. 41–47, April 2003.
- [54] S. Galli and T. Banwell, "A novel approach to the modeling of the indoor power line channel - Part II: Transfer function and its properties," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 3, pp. 1869 – 1878, July 2005.
- [55] T. Sartenaer and P. Delogne, "Deterministic modeling of the (shielded) outdoor power line channel based on the multiconductor transmission line equations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1277–1291, July 2006.
- [56] H. Philipps, "Development of a statistical model for powerline communication channels," in *International Symposium on Power Line Communications (ISPLC)*, Limerick, Ireland, April 2000, pp. 153–160.
- [57] J.-h. Lee, J.-h. Park, H.-S. Lee, G.-W. Lee, and S.-c. Kim, "Measurement, modelling and simulation of power line channel for indoor high-speed data communications," in *International Symposium on Power Line Communications (ISPLC)*, Malmö, Sweden, March 2001, pp. 143–148.
- [58] D. Schneider, J. Speidel, L. Stadelmeier, and D. Schill, "Precoded Spatial Multiplexing MIMO for Inhome Power Line Communications," in *Global Telecommunications Conference, IEEE GLOBECOM*, New Orleans, USA, 2008.
- [59] R. Hashmat, P. Pagani, and T. Chonavel, "MIMO capacity of inhome PLC links up to 100 MHz," in *Third Workshop on Power Line Communications*, Udine, Italy, October 2009.
- [60] —, "MIMO communications for inhome PLC networks: Measurements and results up to 100 MHz," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Rio de Janeiro, Brasil, March 2010.
- [61] D. Veronesi, R. Riva, P. Bisaglia, F. Osnato, K. Afkhamie, A. Nayagam, D. Rende, and L. Yonge, "Characterization of in-home MIMO power line channels," in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on*, April 2011, pp. 42–47.
- [62] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddani, and T. Chonavel, "A channel model for multiple input multiple output in-home power line networks," in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 IEEE International Symposium on*, Udine, Italy, April 2011, pp. 35–41.
- [63] D. Schneider, A. Schwager, W. Baschlin, and P. Pagani, "European MIMO PLC field measurements: Channel analysis," in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2012 16th IEEE International Symposium on*, Beijing, China, March 2012, pp. 304–309.
- [64] A. Schwager, W. Baschlin, J. Moreno, H. Hirsch, H. Milleret, P. Pagani, and N. Weling, "European MIMO PLC field measurements: Overview of the ETSI STF410 campaign & EMI analysis," in *International Sym-*

- posium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, 2012.
- [65] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. John Wiley and Sons, 2005.
- [66] F. Versolatto and A. M. Tonello, "MIMO PLC random channel generator and capacity analysis," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Udine, Italy, April 2011, pp. 66–71.
- [67] T. Banwell, "Accurate indoor residential plc model suitable for channel and EMC estimation," in *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, New York, USA, June 2005, pp. 985–990.
- [68] J. Anatory, N. Theethayi, and R. Thottappillil, "Power-line communication channel model for interconnected networks - Part II: Multi-conductor system," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, pp. 124–128, January 2009.
- [69] F. Versolatto and A. M. Tonello, "An MTL theory approach for the simulation of MIMO power-line communication channels," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1710–1717, July 2011.
- [70] A. M. Tonello and F. Versolatto, "Bottom-up statistical PLC channel modeling - Part I: Random topology model and efficient transfer function computation," *IEEE Transactions Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 891–898, April 2011.
- [71] A. Canova, N. Benvenuto, and P. Bisaglia, "Receivers for MIMO-PLC channels: Throughput comparison," in *IEEE Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications*, Rio, Brasil, March 2010.
- [72] P. Meier, M. Bittner, H. Widmer, J.-L. Bermudez, A. Vukicevic, M. Rubinstein, F. Rachidi, M. Babic, and J. Simon Miravalles, "Pathloss as a function of frequency, distance and network topology for various LV and MV European powerline networks," The OPERA Consortium, Project Deliverable, EC/IST FP6 Project No 507667 D5v0.9, April 2005.
- [73] A. M. Tonello, "Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, pp. 1–14, 2007.
- [74] J. P. Kermaol, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1211–1226, August 2002.
- [75] A. Tomasoni, R. Riva, and S. Bellini, "Spatial correlation analysis and model for in-home MIMO power line channels," in *IEEE Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications*, Beijing, China, April 2012.
- [76] M. Zimmermann and K. Dostert, "An analysis of the broadband noise scenario in power-line networks," in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Limerick, Ireland, April 2000, pp. 131–138.
- [77] —, "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 249–258, February 2002.
- [78] J. A. Cortés, L. Díez, F. J. Cañete, and J. J. Sánchez-Martínez, "Analysis of the indoor broadband power line noise scenario," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 849–858, November 2010.
- [79] R. Hashmat, P. Pagani, A. Zeddarn, and T. Chonavel, "Measurement and analysis of inhome MIMO PLC channel noise," in *Fourth Workshop on Power Line Communications*, Boppard, Germany, September 2010.
- [80] R. Hashmat, P. Pagani, T. Chonavel, and A. Zeddarn, "Analysis and modeling of background noise for inhome MIMO PLC channels," in *IEEE Int. Symp. on Power Line Communications and its Applications*, Beijing, China, March 2012.
- [81] —, "A time domain model of background noise for inhome MIMO PLC networks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 4, pp. 2082–2089, October 2012.
- [82] M. Tlich, P. Pagani, G. Avril, F. Gauthier, A. Zeddarn, A. Kartit, O. Isson, A. Tonello, F. Pecile, S. D'Alessandro, T. Zheng, M. Biondi, G. Mijic, K. Kriznar, J.-Y. Baudais, and A. Maiga, "PLC channel characterization and modelling," OMEGA, European Union Project Deliverable D3.2 v.1.2 IST Integrated Project No ICT-213311, February 2011, [online: <http://www.ict-omega.eu/publications/deliverables.html>, accessed April 2013].
- [83] P. Pagani, R. Hashmat, A. Schwager, D. Schneider, and W. Baschlin, "European MIMO PLC field measurements: Noise analysis," in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2012 16th IEEE International Symposium on, Beijing, China, march 2012, pp. 310–315.
- [84] D. Rende, A. Nayagam, K. Afkhamie, L. Yonge, R. Riva, D. Veronesi, F. Osnato, and P. Bisaglia, "Noise correlation and its effects on capacity of inhome mimo power line channels," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications*, Udine, Italy, April 2011, pp. 60–65.
- [85] Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, "Information technology equipment; Radio disturbance characteristics; Limits and methods of measurement," ICS CISPR, International Standard Norme CISPR 22, Edition 6.0, September 2008, ISBN 2-8318-9960-5.
- [86] C. European Committee for Electrotechnical Standardization, "Power line communication apparatus used in low-voltage installations - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement - Part 1: Apparatus for in-home use," October 2013. [Online]. Available: http://www.cenelec.eu/dyn/www/f?p=104:110:3153742702003026:::FSP_ORG_ID,FSP_PROJECT,FSP_LANG_ID:814,23145,25
- [87] European Telecommunication Standards Institute (ETSI), "Powerline telecommunications (PLT); Coexistence between PLT modems and short wave radio broadcasting services," August 2008, ETSI TS 102 578 V1.2.1.
- [88] CENELEC Techniquial Body, CLC/TC 210, "Electromagnetic compatibility (EMC)," December 2012, meeting 2012-12-06 to 2012-12-07, Brussels, Belgium, http://www.cenelec.eu/dyn/www/f?p=104:31:523691994931022:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:814,25.
- [89] Federal Communications Commission (FCC), "Amendment of part 15 regarding new requirements and measurement guidelines for access broadband over power line systems," Federal Communications Commission, Tech. Rep. FCC 04 245, October 2004, report and Order in ET Docket No. 04-37. [Online]. Available: http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-04-245A1.pdf
- [90] —, "Amendment of part 15 regarding new requirements and measurement guidelines for access broadband over power line systems; carrier current systems, including broadband over power line systems," Federal Communications Commission, Tech. Rep. FCC 06 113, July 2006, memorandum Opinion and Order in ET Docket No. 04-37. [Online]. Available: http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-06-113A1.pdf
- [91] —, "Part 15 - radio frequency devices," Tech. Rep., 2009. [Online]. Available: <http://www.gpo.gov/fdsys/pkg/CFR-2009-title47-vol1/pdf/CFR-2009-title47-vol1-part15.pdf>
- [92] International Telecommunications Union (ITU), "The impact of power line high data rate telecommunication systems on radiocommunication systems below 30 MHz and between 80 and 470 MHz," Recommendation SM.1879-1 (09.11), September 2011. [Online]. Available: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r-rec/sm/R-REC-SM.1879-1-201109-I!!PDF-E.pdf
- [93] A. Schwager and L. T. Berger, "PLC electromagnetic compatibility regulations," in *MIMO Power Line Communications*, ser. Devices, Circuits, and Systems, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 6, pp. 169–186. [Online]. Available: <http://www.crcnetbase.com/doi/pdfplus/10.1201/b16540-9>
- [94] D. M. Schneider, "Inhome power line communications using multiple input multiple output principles," Dissertation, Verlag Dr. Hut, Germany, January 2012.
- [95] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [96] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, ser. Universal personal communication. Artech House Publishers, 2000.
- [97] S. Galli, H. Koga, and N. Kodama, "Advanced signal processing for PLCs: Wavelet-OFDM," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Jeju, South Korea, April 2008, pp. 187–192.
- [98] P. Achaichia, M. Le Bot, and P. Siohan, "Windowed OFDM versus OFDM/OQAM: A transmission capacity comparison in the HomePlug AV context," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2011, p. 405410.
- [99] Y.-P. Lin and S.-M. Phoong, "Window designs for DFT-based multicarrier systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 3, p. 10151024, 2005.
- [100] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [101] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code

- construction,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, March 1998.
- [102] C. L. Giovaneli, J. Yazdani, P. Farrell, and B. Honary, “Application of space-time diversity/coding for power line channels,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (IS-PLC)*, Athens, Greece, March 2002.
- [103] C. L. Giovaneli, P. G. Farrell, and B. Honary, “Improved Space-Time Coding Applications for Power Line Channels,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Kyoto, Japan, 2003, pp. 50–55.
- [104] H. Furukawa, T. Okada, Hiraku Yamazato, and M. Katayama, “Signaling methods for broadcast transmission in power-line communication systems,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Kyoto, Japan, March 2003.
- [105] C. L. Giovaneli, B. Honary, and P. G. Farrell, “Optimum space-diversity receiver for Class A noise channels,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, Zaragoza, Spain, April 2004.
- [106] A. Papaioannou, G. D. Papadopoulos, and F.-N. Pavlidou, “Performance of Space-Time Block Coding over the Power Line Channel in Comparison with the Wireless Channel,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Zaragoza, Spain, 2004, pp. 362–366.
- [107] —, “Performance of Space-Time Block Coding in Powerline and Satellite Communications,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 20, no. 3, pp. 174–181, 2005.
- [108] C. Giovaneli, B. Honary, and P. Farrell, “Space-Frequency Coded OFDM System for Multi-Wire Power Line Communications,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Vancouver, Canada, 6-8 April 2005, pp. 191–195.
- [109] B. Adebisi, S. Ali, and B. Honary, “Multi-Emitting/Multi-Receiving Points MMFSK for Power-Line Communications,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Dresden, Germany, 2009, pp. 239–243.
- [110] F. de Campos, R. Machado, M. Ribeiro, and M. de Campos, “MISO Single-Carrier System with Feedback Channel Information for Narrow-band PLC Applications,” in *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Dresden, Germany, 2009, pp. 301–306.
- [111] L. T. Berger, “Performance of multi-antenna enhanced HSDPA; generalised MIMO DS-CDMA SINR formulation and interference modelling for run-time efficient HSDPA network performance studies,” Dissertation, Aalborg University, Aalborg, Denmark, April 2005. [Online]. Available: http://130.225.51.77/ADM/research/reports/PhD_thesis_Lars_T_Berger.pdf
- [112] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 2, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [113] Y. Sánchez Quintas, D. M. Schneider, and A. Schwager, “Multiuser MIMO for power line communications,” in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 19, pp. 531–552.
- [114] L. Lampe, R. Schober, and S. Yiu, “Distributed space-time coding for multihop transmission in power line communication networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1389–1400, 2006.
- [115] A. M. Tonello, F. Versolatto, and S. D’Alessandro, “Opportunistic relaying in in-home PLC networks,” in *IEEE GLOBECOM 2010*, Miami, USA, December 2010.
- [116] L. Lampe and A. J. H. Vinck, “Cooperative multihop power line communications,” in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2012 16th IEEE International Symposium on, 2012, pp. 1–6.
- [117] L. T. Berger and G. Moreno-Rodríguez, “Power line communication channel modelling through concatenated IIR-filter elements,” *Academy Publisher Journal of Communications*, vol. 4, no. 1, pp. 41–51, February 2009.
- [118] B. Vrcelj and P. P. Vaidyanathan, “MIMO biorthogonal partners and applications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 3, pp. 528–542, 2002.
- [119] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, “Optimal designs for space-time linear precoders and decoders,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, May 2002.
- [120] D. J. Love, R. W. Heath, V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao, and M. Andrews, “An overview of limited feedback in wireless communication systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 8, pp. 1341–1365, 2008.
- [121] Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus,” 2003.
- [122] A. Lozano, A. Tulino, and S. Verdu, “Mercury/Waterfilling: Optimum Power Allocation with Arbitrary Input Constellations,” in *International Symposium on Information Theory*, Adelaide, Australia, 2005, pp. 1773–1777.
- [123] —, “Optimum Power Allocation for Parallel Gaussian Channels with Arbitrary Input Distributions,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 7, pp. 3033–3051, 2006.
- [124] C. Berrou, *Codes and turbo codes*, ser. Collection IRIS. Paris: Springer-Verlag, July 2010.
- [125] A. Schwager, D. Schneider, W. Baschlin, A. Dilly, and J. Speidel, “MIMO PLC: Theory, measurements and system setup,” in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2011 IEEE International Symposium on, April 2011, pp. 48–53.
- [126] D. Schneider, A. Schwager, J. Speidel, and A. Dilly, “Implementation and results of a MIMO PLC feasibility study,” in *Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2011 IEEE International Symposium on, April 2011, pp. 54–59.
- [127] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. Cambridge University Press, 1985.
- [128] C. M. Rader, “VLSI systolic arrays for adaptive nulling radar,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 29–49, July 1996.
- [129] R. Walke, R. Smith, and G. Lightbody, “Architectures for Adaptive Weight Calculation on ASIC and FPGA,” in *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, vol. 2, 1999, pp. 1375–1380.
- [130] V. Lau and T. Wu, “Optimal Transmission and Limited Feedback Design for OFDM/MIMO Systems in Frequency Selective Block Fading Channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1569–1573, 2007.
- [131] J. Choi, B. Mondal, and R. W. Heath, “Interpolation Based Unitary Precoding for Spatial Multiplexing MIMO-OFDM With Limited Feedback,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 12, pp. 4730–4740, Dec. 2006.
- [132] T. Pande, D. J. Love, and J. V. Krogmeier, “Reduced Feedback MIMO-OFDM Precoding and Antenna Selection,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 5, pp. 2284–2293, May 2007.
- [133] International Telecommunications Union (ITU), “ITU-T Recommendation G.9964, Unified high-speed wireline-based home networking transceivers - Power spectral density specification,” December 2011. [Online]. Available: http://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9964-201112-1!PDF-E&type=items
- [134] —, “ITU-T Recommendation G.9961 amendment 1: Data link layer (DLL) for unified high-speed wire-line based home networking transceivers - amendment 1,” September 2012. [Online]. Available: http://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9961-201209-1!Amd1!PDF-E&type=items
- [135] —, “ITU-T Recommendation G.9972, Coexistence mechanism for wireline home networking transceivers,” June 2010. [Online]. Available: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9972-201006-1!PDF-E&type=items
- [136] —, “ITU-T Recommendation G.9970, Generic home network transport architecture,” October 2009. [Online]. Available: http://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.9970-200901-1!PDF-E&type=items
- [137] HomeGrid Forum, “For any wire, anywhere in your home,” web page, [<http://www.homegridforum.org/>, accessed February 2011].
- [138] Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), Standards Association, Working group P1901, “IEEE standard for broadband over power line networks: Medium access control and physical layer specifications,” web page, [<http://grouper.ieee.org/groups/1901/>, accessed February 2011].
- [139] HomePlug Powerline Alliance, “About us,” web page, [<http://www.homeplug.org/home>, accessed February 2011].
- [140] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Standards Association, Working Group P1905.1, “IEEE standard for a convergent digital home network for heterogeneous technologies,” April 2013, <http://standards.ieee.org/findstds/standard/1905.1-2013.html>, accessed April 2013.
- [141] National Institute of Standards and Technology (NIST), U.S. Department of Commerce, “Specification for the advanced encryption standard (AES),” Federal Information Processing Standards Publication 197, November 2001.

- [142] E. Ben-Tovim, "ITU G.hn - Broadband home networking," in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 12.
- [143] S. Galli, "On the fair comparison of FEC schemes," in *IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, Cape Town, South Africa, May 23–27, 2010.
- [144] F. J. Cañete Corripio, J. A. Cortés Arrabal, L. Díez del Río, and J. T. Entrambasaguas Muñoz, "Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1327–1338, July 2006.
- [145] A. Pittolo, A. M. Tonello, and F. Versolatto, "Performance of MIMO PLC in measured channels affected by correlated noise," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 261–265.
- [146] B. Nikfar, T. Akbudak, and H. Vinck, "MIMO capacity of class A impulsive noise channel for different levels of information availability at transmitter," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 266–271.
- [147] N. Vo, K. Amis, T. Chonavel, P. Siohan, and P. Pagani, "Influence of interference in MIMO power line communication systems," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 255–260.
- [148] R. Lefort, B. Taquet, R. Vauzelle, V. Courtécuisse, A.-M. Poussard, and N. Idir, "High frequency MV/LV transformer modelling for power line communications applications," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 30–35.
- [149] N. Taherinejad, R. Rosales, L. Lampe, and S. Mirabbasi, "Channel characterization for power line communication in a hybrid electric vehicle," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Beijing, China, March 2012, pp. 328–333.
- [150] M. Takanashi, A. Takahashi, H. Tanaka, H. Hayashi, T. Harada, and Y. Hattori, "Channel measurement and modeling of high-voltage power line communication in a hybrid vehicle," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 52–57.
- [151] I. Ouannes, P. Nickel, and K. Dostert, "Cell-wise monitoring of lithium-ion batteries for automotive traction applications by using power line communication: Battery modeling and channel characterization," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 24–29.
- [152] K. Dostert, M. Sigle, and W. Liu, "Narrowband PLC channel and noise emulation," in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 21, pp. 575–601.
- [153] N. Weling, S. Thiel, and A. Engelen, "Broadband MIMO powerline channel emulator," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 105–110.
- [154] D. M. Schneider and A. Schwager, "Smart beamforming: Improving PLC electromagnetic interference," in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 16, pp. 457–472.
- [155] P. Pagani, A. Mescco, M. Ney, and A. Zeddami, "Radiation mitigation for power line communications using time reversal," in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 17, pp. 473–492.
- [156] J.-Y. Baudais and M. Crussiere, "Linear precoding for multicarrier and multicast PLC," in *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 18, pp. 493–530.
- [157] International Telecommunications Union (ITU) - Telecommunication Standardization Sector STUDY GROUP 15, "Fast access to subscriber terminals (FAST) - Power spectral density specification," Recommendation ITU-T G.9700, April 2014. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.9700/en>
- [158] —, "Fast access to subscriber terminals (FAST) - Physical layer specification," Recommendation ITU-T G.9701, April 2014.
- [159] R. Koetter and M. Médard, "An algebraic approach to network coding," *Networking, IEEE/ACM Transactions on*, vol. 11, no. 5, pp. 782–795, October 2003.
- [160] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938, November 2003.
- [161] L. Lampe and A. H. Vinck, "On cooperative coding for narrowband PLC networks," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 65, no. 8, pp. 681–687, 2011.
- [162] S. D'Alessandro and A. M. Tonello, "Relaying protocols for in-home PLC," in *MIMO Power Line Communications*, ser. Devices, Circuits, and Systems, L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, Eds. CRC Press, February 2014, ch. 20, pp. 553–574.
- [163] J. Bilbao, C. Aitor, I. Armendariz, P. M. Crespo, and M. Médard, "Reliable communications with network coding in narrowband powerline channel," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, Glasgow, UK, March 2014, pp. 316–321.
- [164] L. T. Berger, A. Schwager, P. Pagani, and D. M. Schneider, *MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing*, ser. Devices, Circuits, and Systems. CRC Press, February 2014, 710 Pages — 407 Illustrations. [Online]. Available: <http://www.crcnetbase.com/doi/pdfplus/10.1201/b16540-1>



Lars T. Berger is director of R&D at Kenus Informatica, Paterna, Spain and founder of Breeze-Solve, a Valencia-based company offering engineering and consultancy services. Besides, associated to the University of Valencia, Dr. Berger is teaching project management, IPR and innovation management, R&D project financing, as well as lean startup methodology.

Lars received the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering, the MSc degree in communication systems and signal processing, and the PhD degree in

wireless communications from the Baden-Wuerttemberg Cooperative State University (Germany), the University of Bristol (UK), and Aalborg University (Denmark) in 1999, 2001, and 2005 respectively.

Dr. Berger is active in EU R&D projects since FP5. He is holding four patents, and is editor of the books 'Smart Grid - Applications, Communications and Security' (John Wiley & Sons) and 'MIMO Power Line Communications: Narrow and Broadband Standards, EMC, and Advanced Processing' (CRC Press, Taylor & Francis Group). Apart, Dr. Berger is shareholder and technical advisory board member of several highly innovative SMEs, and a frequently invited expert adviser to European Union Services.



Andreas Schwager has had an interest in power line communications for over 15 years. Today he works as a Principal Engineer in Sony's European Technology Center in Stuttgart, Germany, and represents Sony at various standardization committees at IEEE, ITU, CISPR, CENELEC, HomePlug and ETSI. He is the rapporteur of more than ten work items where technical standards and reports are published. The most recent being the three part ETSI TR specifying MIMO PLC field measurements and presenting results of MIMO PLC properties. He also

led several Task Forces at international standardization bodies.

In 1993 he earned a diploma in Telecommunication Engineering from the University of Cooperative Education, Stuttgart. In May 2010, the University of Duisburg-Essen awarded him a Ph.D. (Doctor of Science (Engineering)) following the publication of the thesis 'Powerline Communications: Significant technologies to become Ready for Integration', which discussed the utilization of MIMO PLC and the concept of Dynamic Notching to solve the vast EMC discussion on PLC.

Further, Dr. Schwager is the author of numerous papers and the inventor of tens of granted IPR in the area of PLC and communications.



Pascal Pagani is an associate professor at the graduate engineering school Telecom Bretagne in Brest, France, and is a member of the Lab-STICC laboratory (UMR CNRS 6285) dedicated to information and communication science. He received his MSc in communication systems and signal processing from the University of Bristol, United Kingdom, in 2002, and his PhD in electronics from INSA Rennes, France, in 2005.

Prior to joining Telecom Bretagne in 2012, he was working with France Telecom Orange Labs, where he conducted research on UWB propagation channel modelling, short range wireless systems design, and development of in-home wireline communications. He participated in the ETSI Specialist Task Force 410 for the experimental assessment of the PLC MIMO transmission channel.

Dr. Pagani received the Grand Prix Général Ferrié in 2013 for his research on transmission over power lines. He is the author of more than 50 publications in the fields of wireless and wired communication. His current research interests are in the field of radio and wireline transmission, particularly long-haul radio wave propagation and advanced PLC.



Daniel M. Schneider currently works as a Senior Engineer in the European Technology Center of Sony in Stuttgart, Germany where his work is concerned with communications systems and signal processing. He contributed to the work of the PLC HomePlug AV2 specification and was involved in the ETSI MIMO PLC field measurements campaign.

He received the Dipl.-Ing. degree in electrical engineering (with main focus on signal processing and communications) and the Dr.-Ing. degree for his thesis 'Inhome Power Line Communications using

Multiple Input Multiple Output Principles' from the University of Stuttgart in 2006 and 2012, respectively.

Dr. Schneider published multiple papers related to powerline communications and MIMO and is inventor of several international patents.

Path Identification in a Power Line Network based on Channel Transfer Function Measurements

Pascal Pagani, *Member, IEEE*, Amr Ismail, and Ahmed Zeddami

Abstract—The development of very high data rate Power Line Communication (PLC) systems requires an accurate knowledge of the transmission phenomena over the electrical network. In particular, the detection of the multiple propagation paths enables a compact description of the channel models, and gives an indication of the network topology, which may in turn be exploited to improve the communication techniques over PLC. In this paper, two high resolution algorithms for the identification of the propagation paths are studied and adapted to the PLC channel characteristics, namely the Frequency Domain Maximum Likelihood (FDML) algorithm and the Matrix Pencil (MP) algorithm. A parametric study is then detailed in order to analyze the performance of both algorithms in terms of resolution, computation time and residual error. The study demonstrates that the MP algorithm provides a quicker convergence and a lower residual error when compared to the FDML algorithm. Finally, the MP algorithm is validated through its application on experimental network measurements. Results show a good agreement between the measurement and the synthetic channel recomposed from the detected paths.

Index Terms—Power Line Communication, multipath propagation, high resolution detection, channel sounding.

I. INTRODUCTION

POWER LINE Communications (PLC) are currently investigated as a promising indoor communication technique, as it allows the deployment of a very high throughput home network by reusing the electrical infrastructure already installed in buildings [1]. The principle consists in superimposing the 50 Hz mains power and a low power signal modulated at higher frequencies and carrying the digital data to be transmitted. The use of the electrical network for transmitting data is not a recent idea. Indeed, as early as the 1950's, the electrical power grid was used to transfer information at low data rate (in the order of a few kbps) linked to the management, signaling and command of electrical switches. The innovative idea is to use the electrical network for the transmission of computer data at higher rates. This concept can be exploited to connect computers, peripherals and other communicating devices through the home. One can differentiate between two typical use cases for the PLC technology, depending whether the transmission is performed in an indoor or outdoor electrical network. In the case of indoor use, the PLC technology is

introduced in the private electrical network. In an outdoor configuration, where the electrical transmission lines are used for distribution of high rate internet access, the PLC technology is introduced at the low- or medium-voltage distribution level. In this configuration, the transmitter is placed near the electrical transformer and connected to the core data network through optical fibers. The algorithms presented in this paper will be illustrated using typical cases of indoor use of the PLC technology. However, they can also be easily applied to an outdoor configuration.

The PLC transmission channel is a challenging environment, since the different network branches with different lengths lead to multiple paths similarly to the wireless propagation conditions [2]–[4]. In addition, the terminal loads such as connected or unconnected outlets generate impedance mismatch, which contributes to the frequency selectivity of the channel. For instance, reference [4] reports on experimental observations showing that the delay spread τ_{RMS} of a typical PLC channel is in the order of 40 ns to 500 ns, depending on the considered channel. These values are in the same order of magnitude as the delay spread τ_{RMS} observed for a radiomobile channel, for instance for a large building [5], or for outdoor propagation [6]. An important parameter related to the PLC propagation channel is the strong attenuation, due to the transmission through several meters of electrical wires. This attenuation increases significantly with the frequency. Experimental observations show that the typical PLC channel attenuation is in the order of 10 dB to 50 dB in the [0-100 MHz] frequency band [4].

The purpose of the present work is to identify the different propagation paths constituting the transmission channel between two communicating devices. First, based on experimental measurements, the identification of multiple propagation paths enables a more compact description of the channel models using an empirical approach. Moreover, the knowledge of the multiple path distribution allows assessing the complex tree topology of the electrical network between the transmitter and receiver. In a practical system, such as the use of PLC modems inside buildings, the topology of the electrical network is not known a priori, since the different connecting wires are hidden in the walls and ceiling. However, this topology has a direct impact on the communication performances, due to the multiple propagation paths affecting the reception of signals. From a signal processing perspective, path identification can thus be exploited to improve the system performance.

Few studies only are available in the literature regarding the detection of the propagation paths for a wired communication system. An approach of the propagation paths identification

Manuscript received November 4th, 2010, revised March 17th, 2011, August 5th, 2011, and February 15th, 2012.

P. Pagani and A. Zeddami are with France Telecom / Orange Labs / RESA / DEAN / EMC, 2 av. Pierre Marzin, 22300 Lannion, France (e-mail: {pascal.pagani ; ahmed.zeddami}@orange-ftgroup.com).

A. Ismail was with France Telecom / Orange Labs / RESA / DEAN / EMC. He is now with the King Abdullah University of Science and Technology (KAUST), Saudi Arabia (e-mail: amr.ismail@ieee.org).

through a matrix analysis is presented in [7]. However, this approach is based on an ideal channel, where the strong frequency attenuation of the PLC channel is not considered. Due to the similarity between the radiomobile channel and the PLC channel, it seems appropriate to study and adapt techniques initially developed for wireless communications. In the following of this paper, two methods for the identification of the propagation are studied. Both methods are already used in the field of radio communication : the Frequency Domain Maximum Likelihood (FDML) algorithm [8] and the Matrix Pencil (MP) algorithm [9], [10]. Section II recalls the main characteristics of the PLC channel and identifies its singularity with respect to the radio channel. In Sections III and IV, the FDML and MP algorithms are successively presented and adapted to the PLC channel specificity. A parametric study is conducted in Section V to determine the relative performance of these algorithms in terms of resolution, computation time, and residual error. The MP algorithm, which presents a shorter convergence time and a lower residual error, is finally validated using experimental network measurements in Section VI.

II. PLC CHANNEL MODELING

A. Transmission Line Theory Approach

The specificity of PLC systems is to use the electrical network to transmit information from one point to another in the home environment. Current PLC modems use the lower part of the spectrum up to a maximum frequency of 30 MHz. However, future systems envision an increase of the used frequency band : for instance, the standard IEEE P1901 is using the spectrum up to a frequency of 60 MHz [11].

In this part of the frequency spectrum, the signal is mainly conducted along the electrical cables of the home network, and the effect of the transmission channel can be studied using the transmission line theory [12]. In this framework, the characteristic impedance Z_0 of a transmission line is expressed as :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j2\pi fL}{G + j2\pi fC}} \quad (1)$$

and the propagation constant γ is given by :

$$\gamma = \sqrt{(R + j2\pi fL)(G + j2\pi fC)} = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (2)$$

where R and G respectively represent the per-unit length resistance and conductance, expressed in Ω/m and S/m , L and C respectively represent the per-unit length inductance and capacitance, expressed in H/m and F/m , and f represents the frequency in Hz. $\alpha(f)$ and $\beta(f)$ are respectively the attenuation constant and the phase constant. The value of the coefficient α increases significantly with increasing frequency, which indicates a severe signal attenuation when the frequency increases.

The transmission line theory explains that a reflection phenomenon occurs at each location on the line where the impedance Z_L of the load connected to the network does not match the line characteristic impedance Z_0 , or when the cables undergo a non-uniformity that modifies the characteristic impedance in a given section of the network. At such

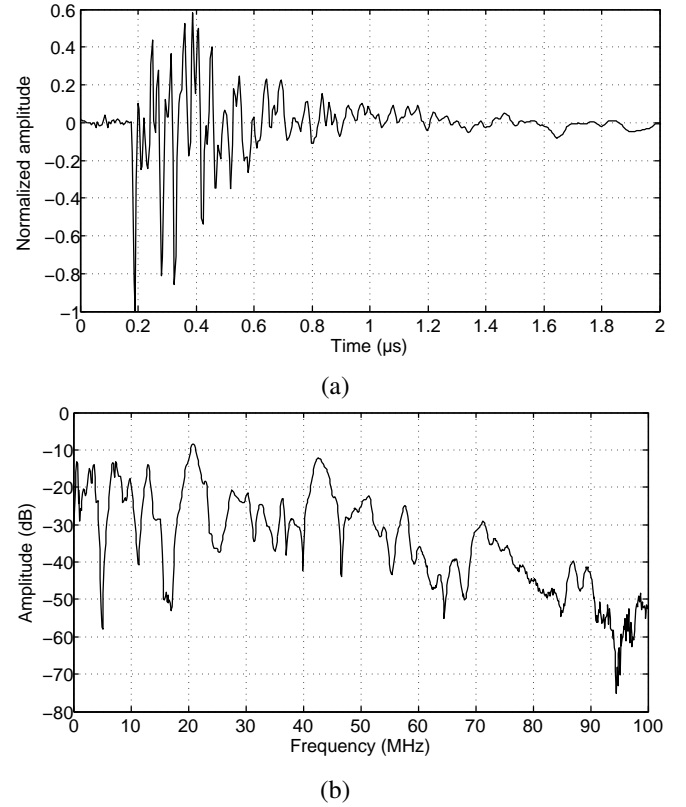


Fig. 1. PLC channel measurement example. *Real Channel Impulse Response (a) and Channel Transfer Function (b).*

a reflection location, the reflection coefficient Γ is defined as the ratio of reflected voltage to incident voltage. Similarly, the transmission coefficient T is defined as the ratio of transmitted voltage to incident voltage. The reflection coefficient Γ and transmission coefficient T can be expressed as a function of the line characteristic impedance Z_0 and of the load impedance Z_L as follows :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3)$$

$$T = 1 - \Gamma \quad (4)$$

A typical indoor electrical network is configured as a star topology, where several circuits are connected at the main electrical panel. Each circuit is constituted of several branches. This structure generates a large number of reflections due to the impedance mismatch at the different network nodes. Hence, the PLC transmission channel can be considered as a multipath channel with an increasing attenuation with frequency.

B. Empirical Models

Figure 1 represents a PLC channel measurement performed in the [30 kHz - 100 MHz] frequency band using a Vector Network Analyzer (VNA). One can experimentally observe the channel characteristics predicted by the transmission line theory : the Channel Impulse Response (CIR) (a) corresponds

to an ensemble of multiple paths, and the Channel Transfer Function (CTF) (b) presents a decreasing power with frequency.

From this observation, several empirical models of the PLC channel have been proposed in the literature. For instance, a CIR model based on the definition of multiple propagation paths is detailed in [13]. In [3], a measurement campaign is reported, where 144 channel measurements were taken on 7 different residential sites. These channels are grouped into 9 classes defined according to their increasing capacity. For each class, a model is defined in the frequency domain, following a statistical approach accounting for the channel attenuation, its phase and the frequency fading due to multiple paths.

For the purpose of our study, we will use an analytical channel model presented in [2]. We selected this model because it can be expressed using a simple mathematical formulation, and it is particularly adapted to the PLC channel specificity. In particular, the CTF $H(f)$ is modeled as a function of the frequency f as :

$$H(f) = \sum_{k=1}^K A(f, d_k) \beta_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (5)$$

where K is the number of propagation paths, and β_k and τ_k represent the amplitude and delay of the k^{st} path. $d_k = v_P \times \tau_k$ is the length of the k^{st} propagation path, with $v_P \simeq 2 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ being the wave propagation speed over the copper wires.

In the proposed model, the factor $A(f, d)$ represents the frequency domain channel attenuation and is given by :

$$A(f, d) = e^{-(a_0 + a_1 f^x)d} \quad (6)$$

where a_0 and a_1 are empirical attenuation parameters, and $x \in [0.5, 1]$ defines the attenuation function curvature in the frequency domain. Finally, the CIR $h(\tau)$ is obtained from the CTF $H(f)$ using an inverse Fourier transform.

III. FREQUENCY DOMAIN MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

A. Original FDML Algorithm

The purpose of an algorithm for the identification of propagation paths is to answer the following question : what is the optimum value of the real vector $\{\beta_k ; \tau_k\}_{k \in [1; K]}$, such that the transfer function simulated using equation (5) is the closest to the measured transfer function $H_{meas}(f)$? Answering this question provides full information on the amplitude (β_k) and delay (τ_k) of all propagation paths constituting the transmission channel.

To solve this issue, we first investigated the Frequency Domain Maximum Likelihood (FDML) method. This algorithm was initially developed for Ultra Wide Band radio signals [8]. It provides improvements to a similar algorithm executed in the time domain [14]. For this high frequency radio application, the attenuation factor $A(f, d)$ can be considered as unitary. In the following equations, $s(\tau)$ represents the time domain response of the channel sounder used during the measurement, obtained during the back-to-back calibration

phase. By definition, the measured CIR is the convolution of the sounder response $s(\tau)$ with the discrete description of the multiple paths constituting the propagation channel. T_{obs} represents the maximum delay over which the measured CIR is considered. $\hat{\tau}_{k,i}$ and $\hat{\beta}_{k,i}$ respectively represent the delay and amplitude of the i^{th} estimated path during step k of the algorithm. The different paths are estimated as an iterative process, so that there are exactly k estimated paths at step k . The steps of the original FDML algorithm are briefly described in the following paragraphs.

I. Initialization

The characteristics of the first ray are obtained by searching for the correlation peak between the measured real impulse response $h_{meas}(\tau)$ and the sounder response $s(\tau)$.

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ \hat{\tau}_{1,1} &= \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{meas}(t) s(t - \tilde{\tau}) dt \\ \hat{\beta}_{1,1} &= \int_0^{T_{obs}} h_{meas}(t) s(t - \hat{\tau}_{1,1}) dt \end{aligned} \quad (7)$$

II. Computation of the residual response and research of the next ray

The residual real impulse response $h_{res}(\tau)$ corresponds to the measured impulse response, from which the already identified rays have been subtracted.

$$k = k + 1 \quad (8)$$

$$h_{res}(\tau) = h_{meas}(\tau) - s(\tau) \otimes \sum_{i=1}^{k-1} \hat{\beta}_{k-1,i} \delta(\tau - \hat{\tau}_{k-1,i})$$

The next ray is then estimated by correlation, in the same way as for step I :

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_{init,k} &= \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t) s(t - \tilde{\tau}) dt \\ \hat{\beta}_{init,k} &= \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t) s(t - \hat{\tau}_{init,k}) dt \end{aligned} \quad (9)$$

III. Optimization phase

The vector $\{\hat{\beta}_{k-1,1}, \dots, \hat{\beta}_{k-1,k-1}, \hat{\beta}_{init,k} ; \hat{\tau}_{k-1,1}, \dots, \hat{\tau}_{k-1,k-1}, \hat{\tau}_{init,k}\}$, representing the current set of rays, is then optimized in order to minimize the difference between the transfer function $H_{meas}(f)$, which is measured by the sounder in the frequency range $[f_{min}; f_{max}]$, and the synthetic transfer function derived by the current set of rays. More precisely, by defining the modeling error as :

$$D_k(f) = H_{meas}(f) - \sum_{i=1}^k \hat{\beta}_i e^{-j2\pi f \hat{\tau}_i} \quad (10)$$

the algorithm minimizes the following function :

$$g_k(\hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_k, \hat{\tau}_1, \dots, \hat{\tau}_k) = \int_{f_{min}}^{f_{max}} |D_k(f)|^2 df \quad (11)$$

starting from the current set of rays as defined above.

IV. Stopping criterion

The algorithm stops as soon as the amplitude of the next ray falls below a given threshold. Otherwise, the algorithm resumes at step II.

B. Improvements to the Original FDML Algorithm

Several improvements have been provided to the original FDML algorithm in order to account for specificities of the PLC channel. In particular, we observed strong frequency domain attenuation for transmission over electrical cables. Not taking this particularity into account would lead to erroneous results. Indeed, each propagation path arriving with a delay τ_k is affected by an attenuation factor $A(f, v_P \times \tau_k)$, according to the model given in equation (6).

To solve this problem, one needs to introduce an estimation step for the parameters a_0 , a_1 and x of the attenuation model (equation (6)). Based on the assumption that the global attenuation is mainly influenced by the attenuation of the main propagation path, this estimation can be done at the initialization stage from the values of the parameters $\{\hat{\beta}_{1,1}, \hat{\tau}_{1,1}\}$ characterizing the first path. Hence, we complemented the algorithm initialization as follows :

1. bis Estimation of the frequency domain attenuation

The attenuation parameters (a_0, a_1, x) are obtained by minimizing the square error between the measured spectrum and the attenuation corresponding to a single propagation path. This is expressed in mathematical terms as :

$$\{a_0, a_1, x\} = \arg \min_{\tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{x}} \quad (12)$$

$$\left[\int_{f_{min}}^{f_{max}} |H_{meas}(f) - e^{-(\tilde{a}_0 + \tilde{a}_1 f^{\tilde{x}})v_P \times \hat{\tau}_{1,1}} \hat{\beta}_{1,1} e^{-j2\pi f \hat{\tau}_{1,1}}|^2 df \right]$$

Once the parameters a_0 , a_1 and x are estimated, the PLC channel attenuation is taken into account in the definition of the synthetic channel transfer function by refining the modeling error D_k (equation (10)) as :

$$D_k(f) = H_{meas}(f) - \sum_{i=1}^k A(f, v_P \times \hat{\tau}_i) \hat{\beta}_i e^{-j2\pi f \hat{\tau}_i} \quad (13)$$

Another modification to the algorithm consists of a correction of the obtained paths. By defining an arbitrary final resolution R , all paths with delays within a same time interval of duration R are grouped into a single path. The delay of this single path is computed as a weighted mean of the delays of the individual paths. Its amplitude is given by the sum of the amplitudes of the individual paths. In addition, the paths presenting an amplitude lower than an arbitrary minimal amplitude β_{min} are rejected. This operation prevents the identification of artifact paths, due to the measurement noise for instance, or generated by the iterative nature of the algorithm.

Figure 2 presents the results of the FDML algorithm when applied to a test channel composed of 5 paths. An attenuation is applied to these paths following equation (6) with the parameters $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$ and $x = 0.7$.

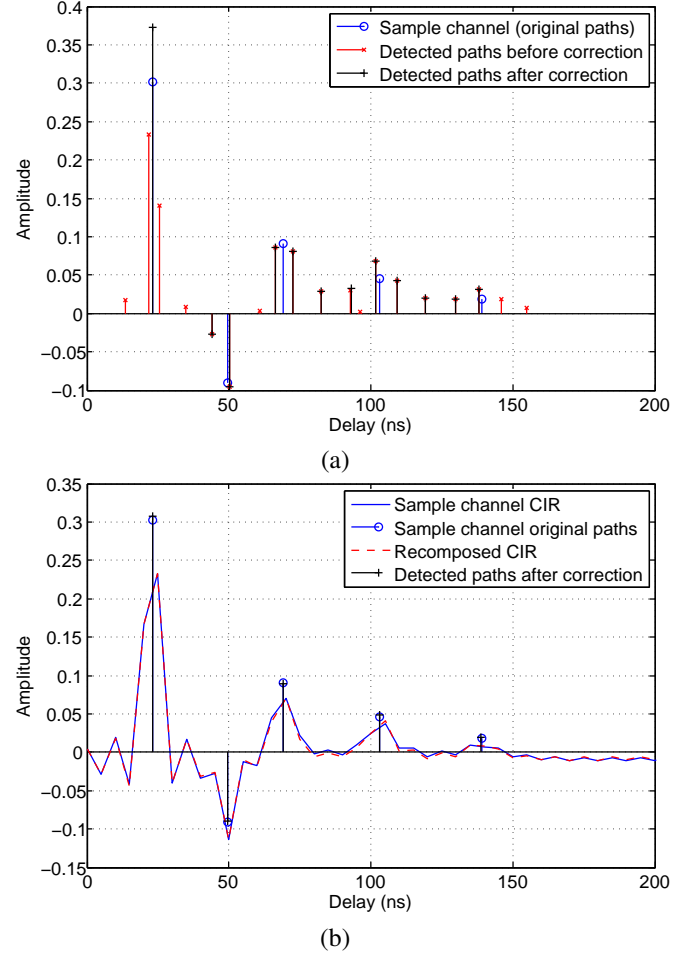


Fig. 2. Detected paths using the FDML algorithm. Without taking the attenuation into account (a) and after estimating the attenuation parameters (b).

The useful signal is added with an additive white Gaussian noise leading to a signal-to-noise ratio of 50 dB. The analysis band spreads from 2 MHz to 100 MHz. One can observe that including the attenuation model leads to a good approximation of the propagation paths.

IV. MATRIX PENCIL METHOD

Despite the good performance of the FDML algorithm as depicted in Fig. 2, this algorithm still suffers from a high computational complexity, due to its inherent iterative structure. To solve this problem, we investigated another algorithm, based on direct matrix computation, known as the Matrix Pencil (MP) method.

A. Mathematical Background

The Matrix Pencil algorithm [9], [10] is a matrix method generally applied in the field of speech processing. For the purpose of propagation path identification, we used it in the field of PLC transmission. The Matrix Pencil method is a general technique for determining the parameters of a sum of

complex exponentials. This method can be applied to a digital signal $y(n)$ in the following form :

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \beta_k z_k^n + w(n) \quad (14)$$

where $\{\beta_k\}_{k=1,\dots,K}$ and $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ respectively represent the amplitude and exponential factor of the K terms of the sum, and $w(n)$ represents the noise component.

The MP algorithm allows to estimate parameters K , $\{\beta_k\}_{k=1,\dots,K}$ and $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ in the presence of the noise $w(n)$, from the sampled signal $y(n)$, where $n=0, \dots, N-1$. The algorithm is described in details in [10], and we will recall the main steps here for the sake of completeness. It should be noted that reference [7] applies a variant of this algorithm to the PLC channel.

The first step consists in evaluating the parameter K (in our case, corresponding to the number of significant paths). A matrix $[Y]$ is built in the following manner :

$$[Y] = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(L) \\ y(1) & y(2) & \dots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L-1) & y(N-L) & \dots & y(N-1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

where N is the number of data samples, and L is a parameter selected between $N/3$ and $N/2$ for a better immunity to the noise [10].

The matrix $[Y]$ is then decomposed using a Singular Value Decomposition (SVD). As a result, one obtains :

$$[Y] = [U][\Sigma][V]^\dagger \quad (16)$$

where \dagger represents the conjugate transpose operation, and $[\Sigma]$ is a diagonal matrix containing the singular values σ_i of matrix $[Y]$ ¹. The number of significant paths K is given by the number of singular values σ_i meeting the following condition :

$$\frac{\sigma_i}{\max_i \sigma_i} \geq 10^{-p} \quad (17)$$

where p defines a threshold below which the singular values are considered below the noise level.

The second step consists in defining the values of $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$. For this purpose, one first builds the matrix $[V'] = [v_1, v_2, \dots, v_K]$ where the vectors v_k are the K column vectors of matrix $[V]$ corresponding to the K dominant eigenvalues. One then defines matrices $[V'_1]$ and $[V'_2]$ from matrix $[V']$ by discarding respectively the last row and the first row of $[V']$. The following matrices are then computed :

$$[Y_1] = [U][\Sigma'][V'_1]^\dagger \quad (18)$$

$$[Y_2] = [U][\Sigma'][V'_2]^\dagger \quad (19)$$

where $[\Sigma']$ is built from the K dominant columns of $[\Sigma]$.

It has been shown in [9] that on the condition that $K \leq L \leq N - K$, the values z_k are the eigenvalues of the product $[Y_1]^+ [Y_2]$ where the symbol $+$ represents the pseudo-inverse

¹The matrices $[U]$ and $[V]$ are unit matrices respectively composed of the eigenvectors of $[Y][Y]^\dagger$ and $[Y]^\dagger[Y]$.

of matrix $[Y_1]$ ². A good resolution can be achieved in the estimate of z_k with an SNR of 20-25 dB [10].

Once the values of K and $\{z_k\}_{k=1,\dots,K}$ are fixed, the last step consists of defining the values of $\{\beta_k\}_{k=1,\dots,K}$. For this purpose, one can reformulate the problem given by Eq. (14) in the form :

$$[y] = [Z][\beta] + [w] \quad (20)$$

where matrices $[y]$, $[Z]$, $[\beta]$, and $[w]$ are defined as :

$$[y] = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix}, \quad [Z] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_K^{N-1} \end{bmatrix},$$

$$[\beta] = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_K \end{bmatrix}, \quad [w] = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

The solution of Eq. (20) that minimizes the noise power $\|w\|^2$ is given by :

$$[\beta] = \{[Z]^\dagger [Z]\}^{-1} [Z]^\dagger [y] \quad (22)$$

as long as matrix Z is of full rank, which applies as soon as $N > M$.

B. Application of the MP Algorithm to the PLC Channel

Assuming in a first step that $A(f, d)$ is unitary, and sampling the channel transfer function with a step Δf , Eq. (5) can be expressed in the following form :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K \beta_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (23)$$

By identifying $z_k = e^{-j2\pi \Delta f \tau_k}$, Eq. (23) can be rewritten as :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K \beta_k z_k^n \quad (24)$$

which corresponds to the canonical form of the MP formalism of Eq. (14). The MP algorithm can thus be directly used to identify the PLC channel paths if the attenuation $A(f, d)$ is neglected.

In order to verify the applicability of the MP algorithm to a realistic PLC channel, it is necessary to study the impact of the term $A(f, d)$ with a non unitary value. Lets us first assume that $x = 1$. After appropriate sampling, Eq. (5) becomes :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K e^{-(a_0 + a_1 n\Delta f) \tau_k} \beta_k e^{-j2\pi n\Delta f \tau_k} \quad (25)$$

²The pseudo-inverse of $[Y_1]$ is defined by $\{[Y_1]^\dagger [Y_1]\}^{-1} [Y_1]^\dagger$.

By identifying this time $\tilde{\beta}_k = \beta_k e^{-a_0 \tau_k v_P}$ and $z_k = e^{-\Delta f (a_1 v_P + j 2\pi) \tau_k}$, Eq. (25) can be rewritten in the canonical form as :

$$H(n\Delta f) = \sum_{k=1}^K \tilde{\beta}_k z_k^n \quad (26)$$

The algorithm MP can thus also be used in this case. To obtain the values of the pairs $\{\beta_k, \tau_k\}_{k=1,\dots,K}$ from the values $\{\tilde{\beta}_k, z_k\}_{k=1,\dots,K}$, the attenuation parameters a_0 and a_1 are estimated as described in Section III-B.

Finally, in the general case where $x \in [0.5, 1]$, it is not possible to put Eq. (5) in the canonical form of the MP algorithm. To study the impact of the frequency domain attenuation on the impulse response, we propose to compute the channel impulse response $h(\tau)$ from the channel transfer function using an inverse Fourier transform :

$$\begin{aligned} h(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j 2\pi f \tau} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K e^{-(a_0 + a_1 f^x) \tau_k v_P} \beta_k e^{-j 2\pi f \tau_k} e^{j 2\pi f \tau} df \end{aligned} \quad (27)$$

By using the fact that the channel transfer function presents a Hermitian symmetry, one obtains :

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^K \beta_k e^{-a_0 \tau_k v_P} a(\tau, \tau_k) \quad (28)$$

where $a(\tau, \tau_k)$ is the time domain representation of the frequency domain attenuation filter, for a propagation path with delay τ_k . It can be analytically computed as :

$$a(\tau, \tau_k) = 2 \int_0^{\infty} e^{-a_1 f^x \tau_k v_P} \cos(2\pi f(\tau - \tau_k)) df \quad (29)$$

Figure 3 represents the evolution of the function $a(\tau, \tau_k)$ for different values of the path delay τ_k and of the curvature x . One can observe (Fig. 3 (a)) that the main lobe of the attenuation filter gets larger with larger delays, which in practice leads to a lower resolution for distant paths. In addition, Figure 3 (b) shows that both the attenuation and the width of the main lobe increase with parameter x .

In order to apply the MP algorithm in the case where the attenuation is non unitary, we chose to assume in a first step that the value of parameter x is equal to 1. The tests that we conducted on experimental measurements show that this assumption does not notably affect the identification of the number of significant paths K , nor the values of the associated delays $\{\tau_k\}_{k=1,\dots,K}$. Finally, the actual amplitude of the paths $\{\beta_k\}_{k=1,\dots,K}$ is still correctly estimated using the optimization procedure used as a final step for the MP algorithm.

As in the case of the FDML algorithm, a correction of the paths is applied on the output of the MP algorithm, accounting for an arbitrary final resolution R , and an arbitrary minimal amplitude β_{\min} .

Figure 4 presents the results of the MP algorithm applied on the same test channel composed of 5 paths as already used to test the FDML algorithm. As previously, an attenuation factor is applied to these paths following Eq. (6) with the parameters $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$ and $x = 0.7$. Additive white

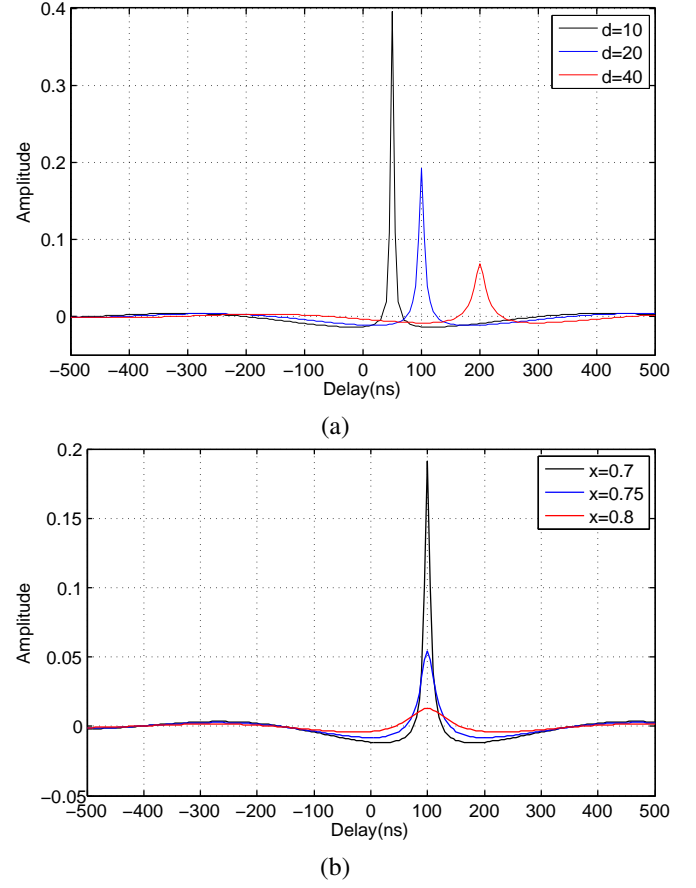


Fig. 3. Attenuation filter $a(\tau, \tau_k)$ for $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$. $x = 0.7$ and $\tau_k \in [50 \text{ ns}, 100 \text{ ns}, 200 \text{ ns}]$ ($d_k \in [10 \text{ m}, 20 \text{ m}, 40 \text{ m}]$) (a), $\tau_k = 100 \text{ ns}$ ($d_k = 20 \text{ m}$) and $x \in [0.7, 0.75, 0.8]$ (b).

Gaussian noise is added to the useful signal, leading to a signal to noise ratio of 50 dB. The analysis bandwidth spreads from 2 MHz to 100 MHz. As in the case of the FDML algorithm, one observes that the identification of the paths is satisfactory, in spite of the approximation made on the value of parameter x .

V. PARAMETRIC STUDY

A parametric study was conducted in order to analyze the performance of the algorithms FDML and MP in terms of spatial resolution, computation time and residual error.

The spatial resolution is defined as the minimal distance separating two detectable paths. Simulations are performed for a simple case with two paths, each presenting an amplitude of 0.5, in the presence of additional white Gaussian noise leading to an SNR of 50 dB, and using an attenuation model with parameters $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$, $x = 0.7$. Results are summarized in Table I. It should be noted that in the classical case of a wired network in a star topology, the actual distance between two scatterers generating different paths is equal to half of the difference between the propagation path lengths, since the signal successively propagates over the additional path in both forward and backward directions. Hence, a resolution of 1 m allows distinguishing the presence

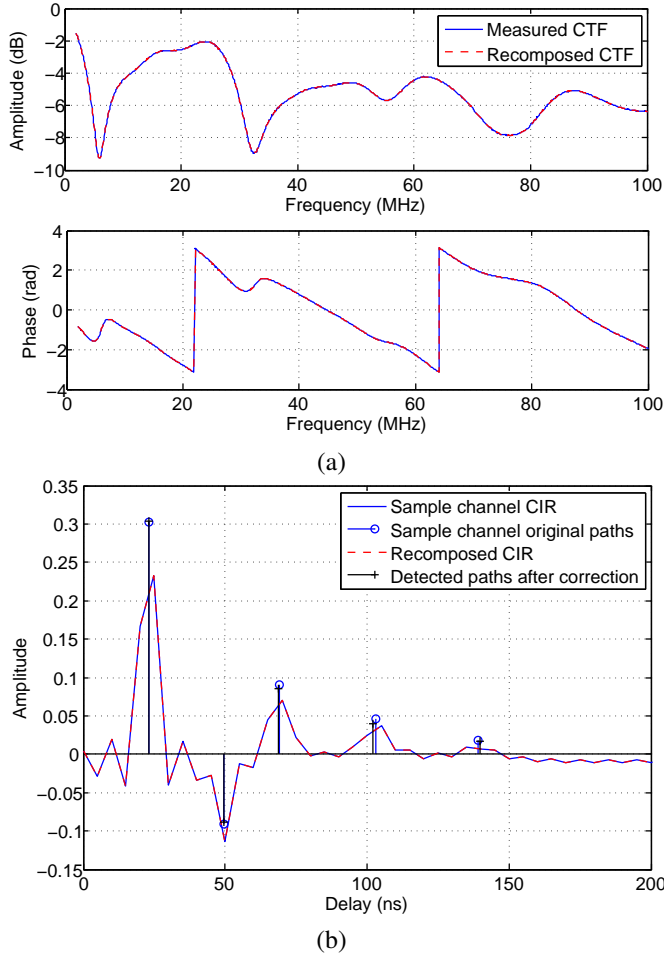


Fig. 4. Application example for the MP algorithm. Transfer function (a) and impulse response (b).

Spatial resolution	Distance over electrical network	FDML range	MP range
1 m	0.5 m	$d \leq 46$ m	$d \leq 3$ m
1.5 m	0.75 m	$46 \text{ m} < d \leq 75$ m	$3 \text{ m} < d \leq 8$ m
2 m	1 m	$75 \text{ m} < d \leq 91$ m	$8 \text{ m} < d \leq 24$ m

TABLE I
COMPARISON OF THE SPATIAL RESOLUTION FOR THE FDML AND MP ALGORITHMS.

of two electrical outlets situated 50 cm apart from each other. The range is defined here as the distance over which both paths are differentiated by the algorithm.

One can observe that the FDML algorithm is more accurate than the MP algorithm. Indeed, the MP algorithm is limited in range, as the main lobe of the filter accounting for the frequency domain attenuation widens with increasing delay. It is also noteworthy that the high performance of the FDML algorithm is valid under the condition of an accurate estimate of the used attenuation model, and could degrade when applied on experimental measurements.

In a second step, a comparison of the computation time and the residual error has been carried out for both algorithms as a function of the number of paths to be detected. Simulations

# of paths	Computation time (MP)	Residual error (MP)	Computation time (FDML)	Residual error (FDML)
2	11.25 s	3.4×10^{-6}	2.84 s	7.49×10^{-5}
3	11.43 s	3×10^{-6}	5.15 s	9.65×10^{-4}
4	11.82 s	2.98×10^{-6}	5.19 s	5.03×10^{-4}
5	12.32 s	2.82×10^{-6}	28.26 s	7.56×10^{-4}
6	11.66 s	2.76×10^{-6}	10.3 s	7.03×10^{-4}
7	11.78 s	2.55×10^{-6}	27.61 s	9.5×10^{-4}
8	12.16 s	2.68×10^{-6}	56.07 s	2.8×10^{-3}
9	12.42 s	2.7×10^{-6}	63.89 s	2.4×10^{-3}
Mean	11.85 s	2.86×10^{-6}	24.91 s	1.14×10^{-3}

TABLE II
COMPARISON OF THE COMPUTATION TIME AND THE RESIDUAL ERROR FOR THE FDML AND MP ALGORITHMS.

Path index	Localization (m)	Additional length (m)
1	29.23	0.00
2	57.11	13.94
3	61.04	15.91
4	68.60	19.69
5	70.22	20.49
6	96.21	33.49
7	99.43	35.10
8	108.57	39.67
9	152.00	61.38

TABLE III
LOCALIZATION OF THE PATHS DETECTED ON THE EXPERIMENTAL NETWORK

are performed in the presence of additive white Gaussian noise leading to a signal to noise ratio of 50 dB, and an attenuation with parameters $a_0 = 9.4 \times 10^{-3}$, $a_1 = 4.2 \times 10^{-7}$, $x = 0.7$. The estimates were carried out for a number of paths varying from 5 to 9.

Table II shows a significant difference in the computation time between the two methods. The MP algorithm is based on a matrix formulation, and hence is not strongly affected by the increase of the number of paths. The FDML algorithm is based on an iterative structure and implements an optimization step for the detected paths. Its computation time hence severely increases with the number of paths.

One can also note that the MP algorithm provides a better approximate of the measured CTF, as the observed residual error is much smaller in comparison with the FDML algorithm. Our observations show that this holds true as long as the SNR is sufficiently high.

VI. VALIDATION ON EXPERIMENTAL MEASUREMENTS

In the sequel of this study, the MP algorithm is used, due to its quicker convergence and its lower residual error. This Section presents the validation of the MP algorithm on measurements carried out on experimental networks.

In a first step, measurements were taken on an experimental network that is isolated from the mains network. In this case, measurements are not affected by the impulsive noise present on the mains network. The topology of the considered electrical network is given by Fig. 5 (a). One can notice that the 4 electrical outlets are placed far apart from each other. This facilitates the detection of their location. Measurements were taken using a VNA Agilent E5071C. Its input and output

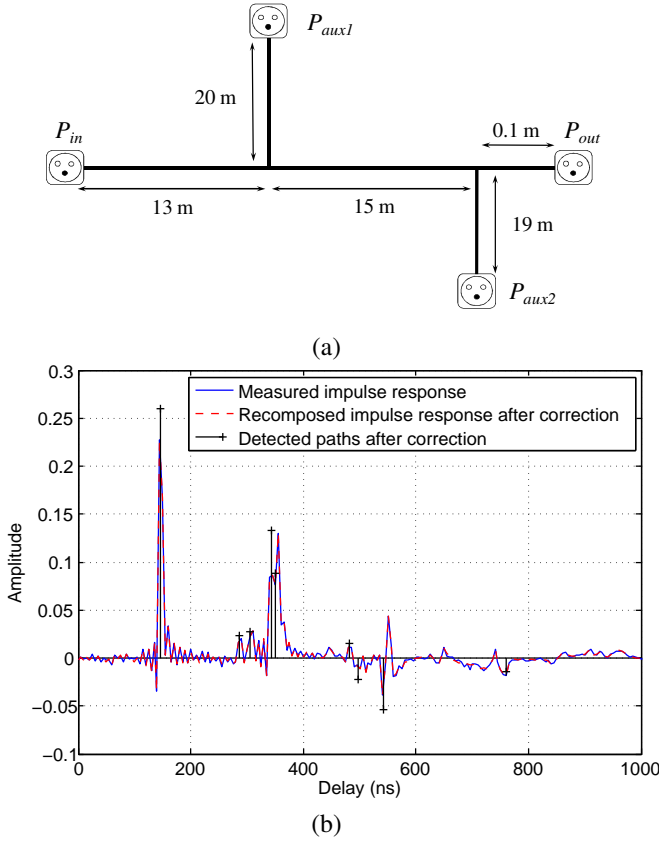


Fig. 5. Application of the MP algorithm on a measurement taken from an experimental network. *Experimental network topology (a) and detected propagation paths (b).*

ports are connected to the electrical network using couplers plugged into the outlets P_{in} and P_{out} . The outlets P_{aux1} and P_{aux2} are disconnected, hence acting as open circuits. The CTF $H(f)$ is obtained between the frequencies 30 kHz and 100 MHz using a measurement of the S_{21} parameter.

Figure 5 (b) presents the measured CIR and the detected paths. One can notice that despite the low number of paths selected by the algorithm (9 paths), the CIR is faithfully reconstructed. This demonstrates that the identification of propagation paths is an efficient tool in order to model the PLC channel in a compact way. Table III gives the localization of the different detected paths. The additional length corresponds to the half of the difference between the considered path and the direct path. For each of the 5 first paths, one can clearly identify the length of the branch of the experimental network on which a reflection occurs. The following paths correspond to multiple reflections on several branches of the network.

Finally, we also applied the MP algorithm on measurements taken from a practical home mains network. This network corresponds to a realistic case, connected to the 230 V mains network, and composed of a large number of branches. The measurement was taken between the frequencies 30 kHz and 100 MHz using a VNA. Figure 6 gives the measurement results and the detected paths. Once again, one can observe the similarity between the measurement and the synthetic channel

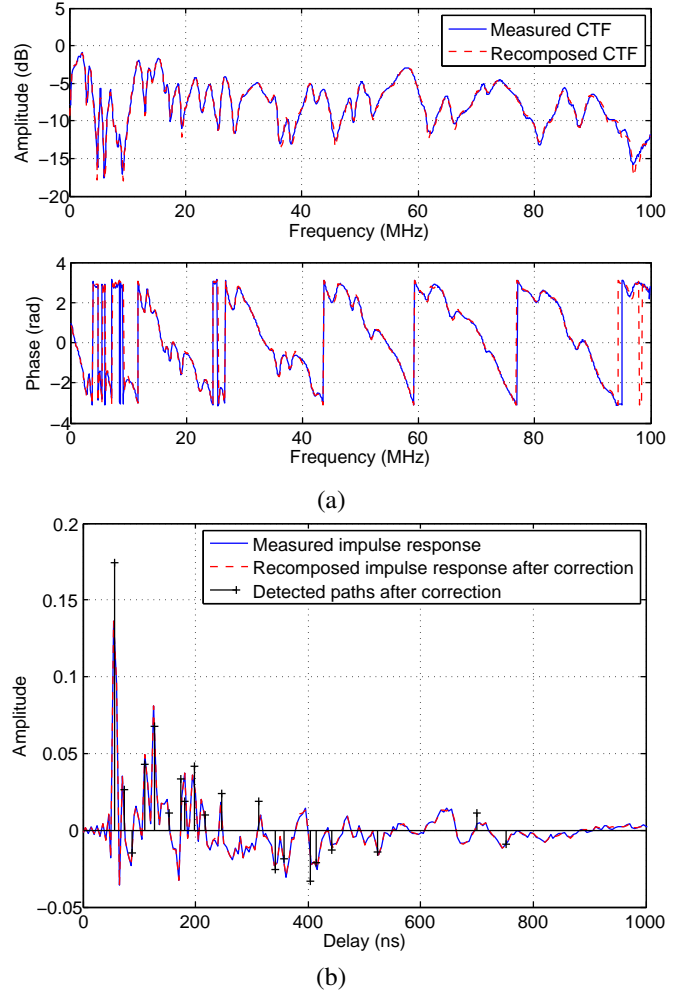


Fig. 6. Application of the MP algorithm on a measurement taken from a home network. *CTF (a) and CIR (b).*

recomposed from the detected paths. This can be seen from both the CTF (a) and the CIR (b).

VII. CONCLUSION

This paper presents a study of the identification of the propagation paths in an electrical network, based on frequency domain channel measurements. Two existing algorithms, FDML and MP, have been studied and adapted to the particular case of the PLC channel. We observed that both algorithms present high performance in terms of path detection when applied to a simple test channel. We conducted a parametric study to compare the efficiency of both methods in terms of spatial resolution, computation time and residual error. Results showed that the FDML algorithm presents a better resolution, but generates a larger residual error. In terms of computational complexity, the matrix based MP method is more efficient, since the iterative nature of the FDML algorithm leads to a longer computation time as the number of paths increases. Hence, the MP algorithm is much more suited to a practical implementation for systems deployed in a realistic PLC environment. The MP algorithm was eventually validated on

experimental measurements. Results demonstrated the high accuracy of the MP algorithm in extracting the propagation paths characteristics, both in the laboratory environment and in the more realistic home network environment. It is thus envisioned that such algorithm could be implemented in future PLC modems to help the system exploring the topology of the electrical network. Acquiring information on the path distribution and the network infrastructure can in turn be exploited to improve the system performance. Future work in this field will focus on the design of context-aware algorithms to optimize the transmission and error-free reception of PLC signals.

REFERENCES

- [1] N. Pavlidou, A. J. Han Vinck, J. Yazdani *et al.*, "Power line communications: state of the art and future trends," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 4, pp. 34–40, April 2003.
- [2] M. Zimmermann and K. Dostert, "A Multipath Model for the Power Line Channel," *IEEE Transactions on Communication*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, April 2002.
- [3] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin *et al.*, "Indoor Powerline Communications Channel Characterization up to 100 MHz Part I: One-Parameter Deterministic Model," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1392–1401, July 2008.
- [4] —, "Indoor Powerline Communications Channel Characterization up to 100 MHz Part II: Time-Frequency Analysis," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1402–1409, July 2008.
- [5] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, July 1993.
- [6] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 1, pp. 42–49, Jan. 1995.
- [7] H.-M. Oh, S. Choi, Y. Kim *et al.*, "A Systematic Approach to Analyzing Multipath Parameters From PLC Channel Response," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 4, pp. 1921–1929, Oct. 2008.
- [8] B. Denis and J. Keignart, "Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band-limited measurements," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003, pp. 260–264.
- [9] Y. Hua and T. K. Sarkar, "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, no. 5, pp. 814–824, May 1990.
- [10] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 48–55, Feb. 1995.
- [11] S. Galli and O. Logvinov, "Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 64–71, July 2008.
- [12] R. E. Matick, *Transmission lines for digital and communication networks*. McGraw-Hill, 1969.
- [13] H. Philipps, "Modelling of Powerline Communication Channels," in *International Symposium on Power Line Communications and its Applications*, Lancaster, UK, March 1999.
- [14] J. Y. Lee and R. A. Scholtz, "Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1677–1683, Dec. 2002.



Pascal Pagani (M'06) received the M.Sc. degree in communication systems and signal processing from the University of Bristol, Bristol, U.K., in 2002, and the Ph.D. degree in electronics from INSA, Rennes, France, in 2005.

Since 2002, he has been working with France Telecom Orange Labs, where he has been active in various projects, including ultrawideband propagation channel characterization and modeling, short-range wireless system design, and development of in-home wireline communications. He led France Telecom standardization activities in the IEEE 802.15.3c, ITU SG15 G.hn and Home Plug TWG groups, and participated in the ETSI Specialist Task Force 410 for the experimental assessment of the powerline communications (PLC) multiple-input multiple-output transmission channel. He is the author of more than 50 contributions, including books, book chapters, and journal and conference papers in the fields of wireless and wired communication, and has filled several pending patents. His current research interests are home networking, and particularly advanced PLC and energy-efficient transmission schemes.



Amr Ismail (M'12) was born in Cairo, Egypt, in 1982. He received the B.Sc. degree in electronics and communications engineering from Cairo University, Cairo, Egypt, in 2005, the Diplôme d'ingénieur (M.Sc.) degree in wireless communications from the cole Supérieure d'électricité (SUPELEC), Gif-sur-Yvette, France, in 2008, and the Ph.D. degree in telecommunications from SUPELEC in 2011.

Currently, he is a Postdoctoral Fellow at the King Abdullah University of Science and Technology (KAUST), Thuwal, Saudi Arabia. His main research interests include wireless communications with a special emphasis on multiple-input multiple-output communications, low-complexity space-time coding, and interference alignment.



Ahmed Zeddami received the Doctor of Research degree in electronics and the Ph.D. degree in electromagnetics from the University of Lille, Lille, France, in 1980 and 1988, respectively.

From 1979 to 1982, he was an Assistant Professor of Electronics at Lille I University, Lille. Since 1982, he has been with the Research and Development Division of France Telecom, Lannion, where he was until 2009, Head of a research and development unit dealing with electromagnetic compatibility (EMC).

He conducted research on lightning protection and EMC for broadband systems of communications. He is involved in several technical committees of international standardization bodies dealing with EMC (ITU-T, IEC, and CENELEC). He is the author and co-author of many scientific papers, published in reviewed journals and international conferences. He participated in the production of books related to EMC, including a reference book published in 2007. Since 2008, he has been Senior Standardization Manager with France Telecom Orange and he is currently Chairman of Study Group 5 of ITU-T "Environment and Climatic Change." He is also involved in Commission E "Electromagnetic Noise and Interference" of the International Union of Radio Science.

Dr. Zeddami is a member of many scientific committees of national and international conferences where he held chairing positions and, in particular, was the General Co-Chair of IEEE ISPLC 2011.

Technopôle Brest-Iroise
CS 83818
29238 Brest Cedex 3
France
+33 (0)2 29 00 11 11
www.telecom-bretagne.eu

